

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département d'Electronique

Laboratoire LDCCP



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Mémoire de Magister

Option : Electricité Solaire

Présenté par

Mr MORSLI Abdelkader

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique, Université de Médéa

Thème

Etude d'un système solaire photovoltaïque utilisant des supercondensateurs

Membres du jury :

Mr R. AKSAS

Mr M. S. AIT CHEIKH

Mr C. LARBES

Mr A. MALEK

Mr Z. TERRA

Professeur, ENP

Maître de conférences, ENP

Maître de conférences, ENP

Maître de recherches, CDER

Docteur, chargé de cours, ENP

Président

Rapporteur

Examineur

Examineur

Examineur

2010

الخلاصة

الهدف من هذا العمل هو دراسة الألواح الضوئية الشمسية المرتبطة بالسوبرمكثفات و التي تستخدم كمصدر رئيسي للطاقة قادرة على توفير واستعادة القدرة على العمود المستمر للمركبة الكهربائية. هذا ويعرض موجزا لمختلف وسائل التحكم من اجل البحث عن نقطة الحد الأقصى للقوة (MPPT) للنظام الفولطاضوئية في ظل ظروف متغيرة لدرجة الحرارة والإشعاع الشمسي. اثنين من المحولات المستمرة مقترحة لإدارة الطاقة بين المولد الضوئي، السوبرمكثفات و العمود المستمر لهذه المركبة.

كلمات مفتاحية: الفولطاضوئية ، السوبرمكثفات ، ادارة الطاقة ، المحولات ، الجر الكهربائي.

Résumé

Le but de ce travail est d'étudier un panneau solaire photovoltaïque associé aux supercondensateurs qui sont utilisés comme source principale d'énergie capable de fournir et de récupérer la puissance sur le bus continu du véhicule électrique. Ce projet présente ainsi les différentes méthodes de contrôle pour la recherche du point de puissance maximale (MPPT) d'un système photovoltaïque dans des conditions variables de la température et de l'éclairement. Deux convertisseurs DC-DC sont proposés pour la gestion de l'énergie entre le générateur photovoltaïque, les supercondensateurs et la barre DC de ce véhicule.

Mots clés : photovoltaïque, supercondensateurs, biberonnage, gestion de l'énergie, convertisseurs, traction électrique.

Abstract

This work aims at studying photovoltaic panel linked with supercapacitors used as a principal source of energy that is able to provide and recover power on the bus continuous electric vehicle. The project includes different control methods to find the Maximum Power Point Tracking (MPPT) of a photovoltaic system in different conditions of temperature and illumination. Two DC-DC converters are proposed for energy management between the photovoltaic generator, the supercapacitors and the DC bus of the electrical vehicle.

Key words : photovoltaic, supercapacitors, energy management, converters, electric traction.

Dédicaces

Je dédie ce travail :

*À mes très chers parents, pour leurs
sacrifices et encouragements,*

À toute ma famille.

À tous mes amis.

REMERCIEMENTS

Au terme de ce travail, je tiens à remercier en premier lieu le Dieu qui m'a donné la force à achever ce projet.

Je remercie vivement et du fond de cœur Mr AIT CHEIKH Mohamed Salah qui m'a orienté et aidé dans toute la durée de mon travail par ces critiques et ces suggestions nombreuses.

Je tiens à remercier également à exprimer mes sympathies à tous les enseignants de l'Ecole Nationale Polytechnique (ENP) qui m'ont aidés à l'élaboration de mon projet.

Mes sincères remerciements vont également à tous les membres de jury, qui font l'honneur de juger mon modeste travail.

Sans oublier tous ceux qui mon aider de près ou de loin.

Table des matières

Introduction générale.....	01
<hr/>	
I. Principes et conceptions des systèmes de stockage d'énergie électrique	
<hr/>	
I. 1. Les supercondensateurs (Scaps)	02
I. 1. 1. Introduction.....	02
I. 1. 2. Principes de fonctionnement des supercondensateurs.....	02
I. 1. 2. 1. Technologie des supercondensateurs	02
I. 1. 2. 1. 1. Principes physiques de base.....	02
I. 1. 2. 1. 2. Matériaux d'électrodes	07
I. 1. 2. 1. 3. L'électrolyte	07
I. 1. 2. 1. 4. Le séparateur.....	08
I. 1. 2. 2. Techniques d'assemblage.....	08
I. 1. 3. Types de systèmes d'applications des supercondensateurs	08
I. 1. 3. 1. Systèmes isolés.....	08
I. 1. 3. 2. Systèmes hybrides	09
I. 1. 3. 2. 1. Couplage réseaux-supercondensateurs.....	10
I. 1. 3. 2. 2. Hybridation embarquée	10
I. 1. 3. 2. 3. Récupération d'énergie au freinage.....	10
I. 1. 4. Intérêt des supercondensateurs.....	11
I. 1. 5. Rendement des supercondensateurs	11
I. 1. 6. Variation de la charge d'un supercondensateur en fonction de la température.....	15
I. 1. 7. Conception d'un organe de stockage à supercondensateurs.....	15
I. 1. 8. Avantages et inconvénients des supercondensateurs.....	17
I. 1. 9. Conclusion	18
I. 2. Les batteries.....	18
I. 2. 1. Introduction.....	18
I. 2. 2. Batteries plomb-acide pour installations solaires photovoltaïques.....	19
I. 2. 2. 1. Batteries ouvertes.....	19
I. 2. 2. 2. Batteries à recombinaison.....	19
I. 2. 3. Types de batteries solaires photovoltaïques.....	20
I. 2. 4. Principe de fonctionnement des batteries au plomb.....	21
I. 2. 5. Profondeur de décharge et influence sur la durée de vie.....	21
I. 2. 6. Utilisation de l'énergie d'une batterie : la décharge.....	22
I. 2. 7. La recharge des batteries.....	22
I. 2. 8. Pollution environnementale liée à l'utilisation des batteries.....	23
I. 2. 9. Conclusion	23
I. 3. Comparaison entre les condensateurs, les supercondensateurs et les batteries.....	24
I. 4. Bilan sur le système de stockage d'énergie.....	24
<hr/>	
II. Modélisation des éléments du système photovoltaïque	
<hr/>	
II. 1. Introduction.....	25
II. 2. Modélisation d'un générateur photovoltaïque.....	25
II. 2. 1. Introduction.....	25
II. 2. 1. 1. Définition d'un système PV.....	25
II. 2. 1. 2. Les différentes technologies.....	26
II. 2. 1. 3. Comparatif des différentes technologies.....	26
II. 2. 1. 4. Principe de la conversion photovoltaïque (L'effet photovoltaïque).....	27
II. 2. 2. Modèle d'une cellule photovoltaïque.....	28
II. 2. 2. 1. Modèle d'une cellule photovoltaïque idéale.....	28
II. 2. 2. 2. Modèle d'une cellule photovoltaïque non-idéale (ou réelle).....	29
II. 2. 2. 2. 1. Modèle d'une cellule photovoltaïque avec une seule diode.....	29
II. 2. 2. 2. 2. Modèle d'une cellule photovoltaïque avec deux diodes.....	32
II. 2. 3. Modèle d'un module photovoltaïque.....	33
II. 2. 3. 1. Introduction.....	33
II. 2. 3. 2. Point de puissance maximale (MPP).....	36
II. 3. Modélisation des systèmes de stockage d'énergie électrique.....	38

II. 3. 1. Modélisation des supercondensateurs	38
II. 3. 1. 1. Modèle d'un supercondensateur	38
II. 3. 1. 2. Modèle du pack SC.....	39
II. 3. 1. 3. Système d'équilibrage.....	40
II. 3. 1. 3. 1. Système d'équilibrage avec résistance.....	40
II. 3. 1. 3. 2. Système d'équilibrage avec diodes zéner.....	41
II. 3. 1. 3. 3. Système d'équilibrage avec circuit Buck/Boost.....	41
II. 3. 2. Modélisation d'une batterie	44
II. 4. Modélisation des systèmes de conversion d'énergie électrique.....	45
II. 4. 1. Modèle d'un convertisseur continu/continu (hacheur dc/dc).....	45
II. 4. 1. 1. Convertisseur Buck (hacheur dévolteur).....	46
II. 4. 1. 2. Convertisseur Boost (hacheur survolteur).....	51
II. 4. 1. 3. Convertisseur buck-Boost (hacheur dévolteur-survolteur).....	54

III. Poursuite du point de puissance maximale (MPPT)

III. 1. Introduction.....	58
III. 2. Les méthodes de poursuite MPPT.....	58
III. 2. 1. Assortiment simple de panneau-charge.....	58
III. 2. 2. Assortiment Semi-dynamique de charge.....	58
III. 2. 3. La méthode de retour de l'information de tension (voltage-feedback).....	59
III. 2. 4. Méthodes à contre réaction de puissance.....	59
III. 2. 4. 1. La méthode de perturbation et d'observation (P&O).....	60
III. 2. 4. 1. 1. La méthode de perturbation et d'observation (P&O) simple.....	60
III. 2. 4. 1. 2. Amélioration de l'algorithme (P & O)	61
III. 2. 4. 2. La méthode de l'algorithme "Incrémental Conductance" (IncCond).....	62
III. 2. 4. 2. 1. La méthode de l'algorithme "Incrémental Conductance" simple.....	62
III. 2. 4. 2. 2. La méthode de l'algorithme "Incrémental Conductance") amélioré.....	64
III. 2. 4. 3. La méthode de poursuite MPPT analogique	64
III. 2. 4. 4. Oscillation forcée.....	65
III. 2. 4. 5. MPPT à base de logique floue.....	66
III. 2. 4. 5. 1. Principe d'une commande floue.....	67
III. 3. Conclusion.....	68

IV. Simulation et Evaluation du MPPT

IV. 1. Introduction.....	69
IV. 2. Schéma global de la simulation.....	69
IV. 2. 1. Le panneau solaire.....	69
IV. 2. 2. Le convertisseur dc-dc (Le hacheur).....	70
IV. 2. 2. 1. Hacheur buck.....	70
IV. 2. 2. 2. Hacheur boost.....	71
IV. 2. 2. 3. Hacheur Buck/Boost.....	72
IV. 2. 3. La batterie (12V).....	72
IV. 2. 4. Le contrôleur MPPT.....	73
IV. 3. Les simulations de MPPT.....	74
IV. 3. 1. Etude du système solaire passif (sans régulateur).....	74
IV. 3. 1. 1. Caractéristiques électriques d'un module PV	74
IV. 3. 1. 1. 1. Caractéristiques des courant et puissance	74
IV. 3. 1. 1. 2. L'influence de l'éclairement solaire sur le fonctionnement du panneau PV.....	75
IV. 3. 1. 1. 3. L'influence de la température sur le fonctionnement du panneau PV.....	76
IV. 3. 2. Système avec régulateurs PandO, PandO amélioré, IncCond, IncCond amélioré et la méthode logique floue.....	77

V. Alimentation par biberonnage solaire photovoltaïque

V. 1. Introduction.....	81
V. 2. Biberonnage à partir de l'énergie solaire photovoltaïque.....	82
V. 2. 1. Modélisation de la source photovoltaïque en vue de la simulation et du dimensionnement.....	82
V. 2. 2. Choix et dimensionnement du convertisseur Solaire – Pack1 et Pack1-Pack2.....	83

V. 3. Implantation des supercapacités à bord d'un véhicule électrique comme source principale d'énergie.....	83
V. 3. 1. Dimensionnement du supercondensateur (pack2).....	84
V. 3. 2. Choix du convertisseur embarqué.....	86
V. 3. 3. Choix du niveau de tension du pack de supercondensateurs.....	86
V. 3. 3. 1. Charge lente : Module solaire PV – Pack1.....	87
V. 3. 3. 2. Charge rapide : pack1 – pack2.....	87
V. 3. 3. 3. Pack2 - Bus continu.....	88
V. 3. 3. 4. Simulation d'un moteur asynchrone à commande vectorielle.....	89
Conclusion générale.....	91
Annexe	92
Bibliographie.....	97

Liste des figures

Figures	Pages
Chapitre (I)	
Fig. I. 1 : Quelques supercondensateurs du fabricant EPCOS.....	02
Fig. I. 2 : Principe de la couche double électrique.....	03
Fig. I. 3 : Création des couches double électrique.....	03
Fig. I. 4 : Schéma représentatif d'un supercondensateur.....	03
Fig. I. 5 : Différence entre un supercondensateur et un condensateur classique.....	04
Fig. I. 6 : Comparaison entre un condensateur standard et un supercondensateur.....	04
Fig. I. 7 : Etat déchargé.....	05
Fig. I. 8 : Charge.....	05
Fig. I. 9 : Etat chargé au maximum.....	05
Fig. I. 10 : Décharge.....	06
Fig. I. 11 : Circuit équivalent simplifié d'un supercondensateur.....	06
Fig. I. 12 : Structure interne des supercondensateurs à couche double électrique.....	07
Fig. I. 13 : Assemblage des supercondensateurs Panasonic de la série Gold Capacitors.....	08
Fig. I. 14 : Projet de collaboration entre BOMBARDIER et L2EP.....	09
Fig. I. 15 : Maquette du Projet de bus autonome proposé par le laboratoire d'électronique industrielle de Lausanne.....	09
Fig. I. 16 : Projet du bus autonome proposé par le laboratoire d'électronique industrielle de Lausanne.....	09
Fig. I. 17 : Prototype du tramway fabriqué par BOMBARDIER avec l'utilisation du supercondensateur comme alimentation secondaire.....	10
Fig. I. 18 : Circuit équivalent de la charge d'un supercondensateur.....	12
Fig. I. 19 : Circuit équivalent de la décharge d'un supercondensateur.....	13
Fig. I. 20 : Energie stockée, fournie et récupérée dans un supercondensateur.....	14
Fig. I. 21 : Rendement d'utilisation d'un supercondensateur.....	14
Fig. I. 22 : Évolution de la tension aux bornes d'un pack de 4 supercondnesateurs en série en fonction du temps, à courant constant et pour -40°C et 18°C	15
Fig. I. 23 : Réponse typique en tension d'un supercondensateur lors d'une décharge à courant constant.....	16
Fig. I. 24 : Cycle d'une batterie.....	18
Fig. I. 25 : Batterie stationnaire. (Plate-forme de distribution HAWKER EnerSYS).....	19
Fig. I. 26 : Batteries Plombs à recombinaison.....	20
Fig. I. 27 : Batterie stationnaire à plaques tubulaires.....	20
Fig. I. 28 : Batterie monobloc.....	20
Fig. I. 29 : Principe de fonctionnement d'un accumulateur plomb/acide.....	21
Fig. I. 30 : Nombre de cycles et profondeur de décharge pour batteries au plomb Source.....	22
Fig. I. 31 : Décharge des batteries Ni-MH, NI-Cd et Plomb acide (SLA).....	22
Fig. I. 32 : Équivalence entre degrés Baumé ($^{\circ}\text{B}$) et la densité (kg/m^3).....	22
Fig. I. 33 : Phase de recharge d'un accumulateur au plomb acide.....	23
Chapitre (II)	
Fig. II. 1 : Cellule photovoltaïque (monocristalline).....	25
Fig. II. 2 : Module photovoltaïque.....	25
Fig. II. 3 : Champ photovoltaïque.....	25
Fig. II. 4 : Les différentes technologies des cellules photovoltaïques.....	26
Fig. II. 5 : Schéma de principe d'une cellule photovoltaïque.....	27
Fig. II. 6 : Principe de l'effet photovoltaïque.....	28
Fig. II. 7 : Circuit model d'une cellule photovoltaïque idéale.....	29
Fig. II. 8 : Modèle électrique d'une cellule solaire avec une seule diode et une résistance shunt.....	29
Fig. II. 9 : Modèle électrique d'une cellule solaire sans résistance shunt.....	30

Fig. II. 10 : Caractéristique courant-tension I-V d'une cellule solaire.....	31
Fig. II. 11 : Influence de l'irradiation ambiante (a) et la température de la cellule (b) sur les caractéristiques de la cellule.....	32
Fig. II. 12 : Modèle électrique d'une cellule solaire avec deux diodes et une résistance shunt.....	32
Fig. II. 13 : Le module PV se compose de NPM branches parallèles, chacun de NSM cellules solaires en série.....	33
Fig. II. 14 : Chaîne de cellules avec déviation (Bypass) et le blocage des diodes.....	34
Fig. II. 15 : Phénomène de hot-spot sur module 24 V non protégé : une cellule occultée reçoit une tension inverse....	34
Fig. II. 16 : Montage des diodes by-pass en sortie de module.....	35
Fig. II. 17 : Schématisation d'un GPV élémentaire avec diodes by-pass et diode anti-retour.....	35
Fig. II. 18 : Caractéristiques I-V d'une cellule solaire ensoleillée et dans l'obscurité.....	36
Fig. II. 19 : Point maximum de puissance MPP et la tension V_{mp} et le courant I_{mp} correspondant pour un module photovoltaïques de 168 cellules en série fonctionnant à STC.....	37
Fig. II. 20 : Modèle d'un élément.....	38
Fig. II. 21 : Modèle d'un pack de supercondensateurs.....	39
Fig. II. 22 : Système d'équilibrage résistif.....	40
Fig. II. 23 : Système d'équilibrage avec diodes zéner.....	41
Fig. II. 24 : Système d'équilibrage actif.....	41
Fig. III. 25 : Système d'équilibrage avec Buck/Boost.....	42
Fig. II. 26 : Séquence du système d'équilibrage.....	42
Fig. II. 27 : Système d'équilibrage sur 4 SC.....	43
Fig. II. 28 : Modèle d'un circuit équivalent de batterie plomb-acide.....	44
Fig. II. 29 : Tension idéale du commutateur $V_s(t)$, rapport cyclique D et période de commutation T_s	46
Fig. II. 30 : Circuit idéal d'un convertisseur Buck.....	46
Fig. II. 31 : Circuit équivalent d'un hacheur buck quand le commutateur est fermé $T \in [0, DT_s]$	46
Fig. II. 32 : Circuit équivalent d'un hacheur buck quand le commutateur est ouvert $T \in [DT_s, T_s]$	47
Fig. II. 33 : Forme d'onde de la tension d'inductance $v_L(t)$ pour un hacheur buck idéal.....	49
Fig. II. 34 : Rapport de conversion M(D) en fonction du rapport cyclique D pour un hacheur buck.....	49
Fig. II. 35 : Circuit idéal d'un convertisseur Boost.....	51
Fig. II. 36 : Circuit équivalent d'un hacheur boost quand le commutateur est fermé $T \in [0, DT_s]$	51
Fig. II. 37 : Circuit équivalent d'un hacheur boost quand le commutateur est ouvert $T \in [DT_s, T_s]$	52
Fig. II. 38 : Rapport de conversion M(D) en fonction du rapport cyclique D pour un hacheur boost.....	53
Fig. II. 39 : Circuit idéal d'un convertisseur buck-boost.....	54
Fig. II. 40 : Circuit équivalent d'un hacheur buck-boost quand le commutateur est fermé $T \in [0, DT_s]$	55
Fig. II. 41 : Circuit équivalent d'un hacheur buck-boost quand le commutateur est ouvert $T \in [DT_s, T_s]$	55
Fig. II. 42 : Rapport de conversion M(D) en fonction du rapport cyclique D pour un hacheur buck-boost.....	56

Chapitre (III)

Fig. III. 1 : Voltage-feedback à modulation de largeur d'impulsions (PWM) avec un convertisseur DC/DC.....	59
Fig. III. 2 : Algorithme de la méthode de Perturbation et d'Observation (P & O) du MPPT. Avec C_p est la largeur du pas de la perturbation.....	60
Fig. III. 3 : Déviation du MPP avec l'algorithme P & O sous l'évolution rapide des niveaux d'insolation S.....	61
Fig. III. 4 : Caractéristiques de la dérivée autour du point de puissance maximale (MPP).....	63
Fig. III. 5 : Algorithme de la méthode de 'IncCond' du MPPT. Avec C_a est la largeur du pas d'ajustement.....	64
Fig. III. 6 : Modulation de la largeur d'impulsion PWM par un mécanisme analogique de la poursuite du point de puissance maximale.....	65
Fig. III. 7. Courbe P-V solaire avec l'ondulation de la puissance provoquée par la matrice de modulation de tension. La lettre A indique la zone d'exploitation d'un point au-dessous du MPP, la zone B au-dessus du MPP.....	66
Fig. III. 8 : Structure d'un réglage multivariable par logique floue (schéma de principe).....	67
Fig. III. 9 : Configuration interne d'un régulateur par logique floue.....	68

Chapitre (IV)

Fig. IV. 1 : Schéma global de la simulation de la méthode Incrémentation de la Conductance.....	69
Fig. IV. 2 : Schéma bloc de la simulation du panneau solaire avec 36 cellules sous $1000W/m^2$	70
Fig. IV. 3 : Implémentation de l'équation (VI-4). Fig. IV. 3 : Implémentation de l'équation (VI-4).....	71
Fig. IV. 4 : Schéma pour la simulation d'un convertisseur mâle.....	71
Fig. IV. 5 : Modèle "SIMULINK" de la batterie.....	73
Fig. IV. 6 : Fonction de transfert de la batterie.....	73
Fig. IV. 7 : Le contrôleur MPPT génère directement la variable de contrôle d de PWM.....	73
Fig. IV. 8 : Modèle "SIMULINK" du système solaire passif (sans ontrôleur).....	74
Fig. IV. 9 : Caractéristiques $I = f(V)$ et $P = f(V)$ du panneau PV ($T=25^\circ C$, $S=1000W/m^2$) sans régulation.....	74

Fig. IV. 10 : Caractéristiques d'un module photovoltaïque $I=f(V)$; $T_j=25^\circ\text{C}$	75
Fig. IV. 11 : Courbes de puissance en fonction de la tension aux bornes d'un panneau PV $T_j=25^\circ\text{C}$	75
Fig. IV. 12 : Caractéristiques d'un module photovoltaïque $I=f(V)$; $S=1000\text{W}/\text{m}^2$	76
Fig. IV. 13 : Courbes de puissance en fonction de la tension aux bornes d'un panneau PV $S = 1000\text{W}/\text{m}^2$	76
Fig. IV. 14 : Caractéristiques $I = f(V)$ et $P= f(V)$ du panneau PV ($T=25^\circ\text{C}$, $S=1000\text{W}/\text{m}^2$) avec régulation PandO et hacheur boost.....	77
Fig. IV. 15 : Forme d'onde de rapport cyclique et de la puissance de sortie d'un circuit Boost avec la méthode 'Perturbation et observation' pour une fréquence d'échantillonnage de 100Hz.....	77
Fig. IV. 16 : Rapport cyclique et la puissance de sortie d'un circuit boost en utilisant la méthode 'perturbation et observation améliorée' sous une fréquence d'échantillonnage de 100Hz.....	78
Fig. IV. 17 : Rapport cyclique, la puissance de sortie d'un circuit boost en utilisant la méthode 'incrémentale conductance' sous une fréquence d'échantillonnage de 100hz.....	79
Fig. IV. 18 : Les ondulations de la méthode 'incrémentale conductance' par apport à la méthode améliorée avec un circuit boost sous une fréquence d'échantillonnage de 500hz.....	79
Fig. IV. 19 : Caractéristiques $I = f(V)$ et $P= f(V)$ du panneau PV ($T=25^\circ\text{C}$, $S=1000\text{W}/\text{m}^2$) avec régulation floue et hacheur boost.....	80
Fig. IV. 20 : Détails de rapport cyclique, la puissance et la tension de sortie d'un circuit boost en utilisant la méthode basée sur la logique floue sous une fréquence d'échantillonnage de 100hz.....	80

Chapitre (V)

Fig. V. 1 : Positionnement énergétique des supercondensateurs.....	81
Fig. V. 2 : Schéma énergétique du système de biberonnage.....	82
Fig. V. 3 : Modèle et schéma équivalent d'un générateur photovoltaïque.....	82
Fig. V. 4 : Topologie du convertisseur sur site (hacheur 1).....	83
Fig. V. 5 : Modèle trois branches du supercondensateur.....	84
Fig. V. 6 : Modèle réduit du supercondensateur.....	84
Fig. V. 7 : Profil de décharge d'un supercondensateur.....	85
Fig. V. 8 : Allures des tensions et courants du pack1 et du module solaire lors de la charge lente.....	87
Fig. V. 9 : Allures des tensions des pack1 et 2 lors de la charge rapide.....	87
Fig. V. 10 : Allures des tensions et des courants des pack1 et 2 lors de la charge rapide.....	88
Fig. V. 11 : Allures de la tension et du courant du pack2 lors d'un cycle de fonctionnement de la chaîne de motorisation.....	88
Fig. V. 12 : Allures de la tension et du courant du bus continu lors d'un cycle de fonctionnement de la chaîne de motorisation.....	89
Fig. V. 13 : MAS alimenté à travers un onduleur triphasé.....	89
Fig. V. 14 : Evolution de vitesse, couple et courant en fonction du temps d'un MAS.....	90
Fig. V. 15 : Allures des courants ids, iqs et des flux phdr, phqr en fonction du temps d'un MAS.....	90

Liste des tableaux

Tableaux	Pages
Chapitre (I)	
Tab. I. 1 : Avantages et inconvénients des électrolytes aqueux et organique.....	08
Tab. I. 2 : Evolution des caractéristiques des supercondensateurs Maxwell.....	11
Tab. I. 3 : Paramètres de simulation.....	14
Tab. I. 4 : Types de batteries utilisables pour les applications photovoltaïques.....	20
Tab. I. 5 : Comparaison des différents systèmes de stockage.....	24
Chapitre (II)	
Tab. II. 1 : Comparatif des différentes technologies.....	26
Chapitre (III)	
Tabl. III. 1 : Table de vérité pour l'amélioration de l'algorithme de P & O avec déviation de condition de contrôle "cc" du MPP. S est le niveau d'ensoleillement, V est la tension de fonctionnement et Vmp est la tension de la puissance maximale.....	62

Nomenclature

$I(V)$	intensité du courant disponible d'une cellule photovoltaïque en fonction de la tension [A].
V	tension aux bornes de la jonction P-N d'une cellule photovoltaïque [V].
$I_{ph}(\phi)$	courant produit par la photopile, ce courant est proportionnel au flux lumineux (ϕ).
J	coefficient d'idéalité de la diode.
I_s	intensité du courant de polarisation de la diode [A].
I_{cc}	intensité de court-circuit [A].
V_{co}	tension de circuit ouvert [V].
FF	facteur de forme de la photopile.
$MPPT$	Maximum Power Point Tracking.
W_c	Watt crête.
W_p	Watt peak.
AM	masse d'air.
C	capacitance [F].
Q	quantité de charge électrique stockée [C].
V	tension appliquée [V].
ε	constante diélectrique du matériau isolant.
A	surface de chaque plaque d'une condensateur [m ²].
D	épaisseur (surface entre deux plaques) [m].
W	énergie électrostatique stockée [J].
$Q_{él}$	charge d'électrode [C].
q_{ion}	charge d'électrolyte [C].
P_{max}	puissance maximale fournit une source d'énergie électrique [W].
E	tension de f.é.m à vide [V].
R	résistance interne [Ω].
$\Gamma_{cyclage}$	rendement de cyclage d'une cellule de supercondensateur.
E_i	énergie délivrée par la source pour charger les supercapacités [J].
E_s	énergie déstockée par les supercondensateurs et utilisable par la charge [J].
V_f	tension finale aux bornes du supercondensateur [V].
T_c	temps final de charge [S].
T_d	temps final de décharge [S].
V_e	tension d'entrée [V].
V_s	tension de sortie [V].
V_L	tension de l'inductance [V].
i_L	intensité du courant de l'inductance [A].

I_{Lmax}	intensité maximale du courant de l'inductance [A].
I_{Lmin}	intensité minimale du courant de l'inductance [A].
i_D	intensité du courant de la diode [A].
i_C	intensité du courant de la capacitance [A].
i_S	intensité du courant de sortie [A].
i_T	courant du transistor [A].
T	période [S].
α	rapport cyclique.
V_W	tension de travail (tension aux bornes de l'organe de stockage) [V].
V_R	chute de tension due à la résistance série [V].
V_C	variation de tension due à la résistance de la capacité [V].
V_{min}	tension minimale permise par le système (ou tension minimale recherchée lors d'une décharge) [V].
t_d	temps de décharge [S].
dV	variation de tension [V].
dt	variation du temps [S].
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor.
PWM	Pulsed Width Modulation.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
K_1 & K_2	interrupteurs (transistors, diode, ...etc).
Fd	facteur de dimensionnement.

Introduction générale

Introduction générale

Afin de limiter les émissions de gaz à effets de serre, on assiste actuellement au développement de moyens de production d'électricité propres et compatibles avec un développement durable : éolien, solaire, énergie des vagues, hydroélectricité. Ces moyens nécessitent l'utilisation de dispositifs de stockage d'énergie électrique de deux types : batteries et supercondensateurs. Lorsque l'énergie est produite de façon continue sur plusieurs heures (dans le cas du solaire par exemple), elle peut être stockée de façon régulière dans des batteries, avec des temps de charge et de décharge (lors de la restitution de cette énergie à l'utilisateur) de plusieurs heures. Au contraire, lorsque le moyen de production d'électricité fonctionne sous un régime impulsionnel (dans le cas de piles électrochimiques, par exemple), il est nécessaire d'avoir des dispositifs de stockage acceptant des charges et décharges rapides (quelques secondes à quelques minutes) comme des supercondensateurs. L'énergie électrique ainsi produite et stockée peut être utilisée notamment dans le domaine des transports pour des véhicules électriques ou hybrides, des tramways et trains sans caténaires (fils de contact) évoluant en milieu urbain, etc. Là encore les systèmes de stockage jouent un rôle déterminant car ils assurent à la fois l'autonomie du véhicule - grâce aux batteries - mais également sa puissance dans les phases de démarrage, de dépassement ou de franchissement d'obstacles - grâce aux supercondensateurs. Afin d'assurer le développement des véhicules électriques hybrides et leur commercialisation, l'industrie a actuellement besoin de supercondensateurs [1]. Ces derniers constituent une nouvelle technologie de stockage, d'énergie spécifique supérieure à celle des condensateurs usuels, et de puissance spécifique supérieure à celle des accumulateurs électrochimiques [2].

Pour des usages nécessitant des puissances électriques élevées pendant des temps courts, des dispositifs exploitant également des phénomènes électrochimiques ont été développés : il s'agit des supercondensateurs (ou supercondensateurs). Ils présentent notamment l'avantage de se recharger sans risques de détérioration dans des temps beaucoup plus courts que les batteries. Cet atout peut être exploité pour le « biberonnage » (recharge pendant un arrêt bref du véhicule). Les travaux doivent être encore approfondis pour améliorer la technologie et la rendre compatible avec les impératifs imposés par l'exploitation des systèmes de transport [3].

Pour exploiter le maximum de l'énergie solaire, la puissance de sortie d'un système photovoltaïque doit être maximisée soit par l'amélioration des performances des équipements de conditionnement de puissance utilisés ou bien par l'implémentation d'un contrôleur qui adapte la puissance et qui fait poursuivre automatiquement le système au point de puissance maximale délivrée par le panneau solaire sous toutes les conditions.

Ce travail comporte cinq chapitres :

Dans le premier chapitre, les principes et conceptions des systèmes de stockage d'énergie électrique sont présentés.

Le second chapitre, sera présenté la modélisation des éléments du système PV.

Au troisième chapitre, on présentera la poursuite du point de puissance maximale (MPPT).

Au quatrième chapitre, on verra la simulation et évaluation du MPPT.

Et enfin, le cinquième chapitre sera présenté à l'alimentation par biberonnage solaire photovoltaïque.

Chapitre I

**Principes et conceptions des systèmes de
stockage d'énergie électrique**

I. 1. Les supercondensateurs (Scaps)

I. 1. 1. Introduction

Les moyens classiques de stockage d'énergie électrique sont d'une part les piles ou accumulateurs, qui permettent une autonomie relativement élevée, mais sont de puissances spécifiques modérées, et d'autre part les condensateurs réputés pour leur forte puissance spécifique mais n'autorisant pas des autonomies de fonctionnement suffisantes pour développer des applications nécessitant un peu d'énergie. Il existait donc un manque, en termes de moyen de stockage d'énergie de forte puissance, se situant entre les batteries et les condensateurs.

Dans ce contexte, les supercondensateurs ont d'abord été développés par des entreprises Japonaises vers la fin des années 70, pour des applications de l'électronique du signal. L'idée fut ensuite reprise aux Etats-Unis et en Europe à partir du milieu des années 80, pour des applications de l'électronique de puissance, dans le cadre de recherches militaires. On assiste depuis quelques années à une orientation marquée vers les applications civiles, notamment via la mise sur le marché de dispositifs de forte puissance [4].

I. 1. 2. Principes de fonctionnement des supercondensateurs

I. 1. 2. 1. Technologie des supercondensateurs

I. 1. 2. 1. 1. Principes physiques de base

L'utilisation d'un système de stockage d'énergie est souvent nécessaire pour les applications de type traction électrique. Le composant de stockage est utilisé :

- dans les systèmes isolés où il alimente des dispositifs demandant une énergie réduite ;
- dans les systèmes hybrides où il joue un rôle en terme d'apport de puissance ou d'énergie selon l'application (ex : phases d'accélération ou de freinage).

Jusqu'à maintenant, les systèmes les plus utilisés sont les accumulateurs qui ont une puissance spécifique et une autonomie relativement élevée. Les condensateurs classiques ont une autonomie insuffisante, mais possèdent une puissance spécifique incomparable. Les supercondensateurs apparaissent comme des composants intermédiaires en terme de propriétés énergétiques qui les rendent très intéressants car ils n'ont pratiquement pas de concurrents dans ce domaine [5].



Fig. I. 1 : Quelques supercondensateurs du fabricant EPCOS [5].

Le stockage d'énergie s'effectue par distribution des ions de l'électrolyte au voisinage de la surface de chaque électrode, sous l'influence électrostatique de la tension appliquée. Il se crée ainsi aux interfaces une zone de charge d'espace, appelée couche double électrique, d'épaisseur limitée à quelques nanomètres, et dans laquelle règne un champ électrique relativement intense, de l'ordre de $10 \text{ kV} \cdot \mu\text{m}^{-1}$ (Figure I.2).

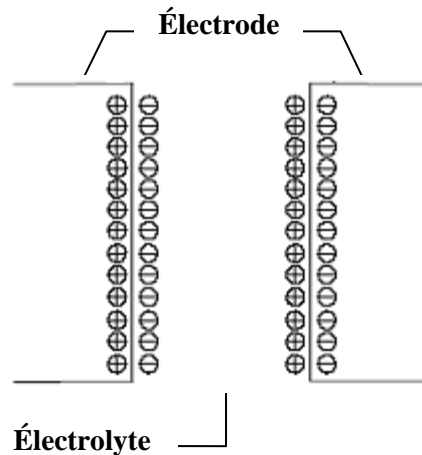


Fig. I. 2 : Principe de la couche double électrique [5].

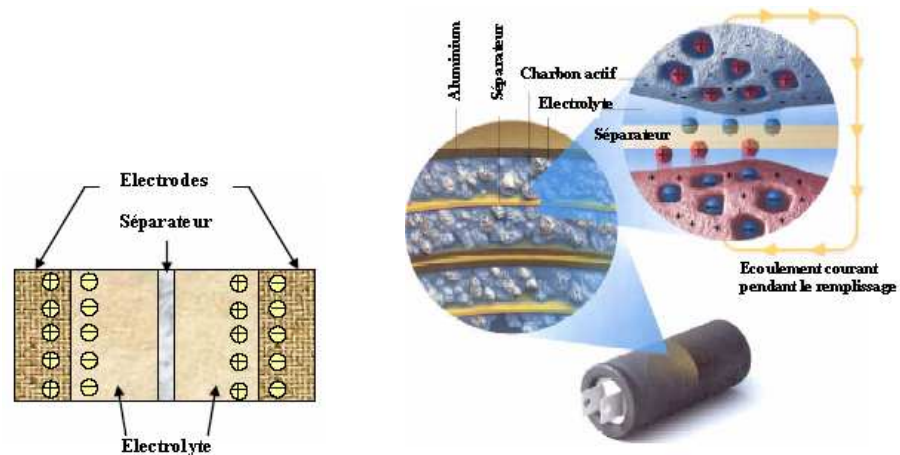


Fig. I. 3 : Création des couches double électrique [5].

Un supercondensateur peut être schématisé par deux capacités représentatives des charges stockées connectées par le biais d'une résistance associée à l'électrolyte (Figure.II.4) [5].

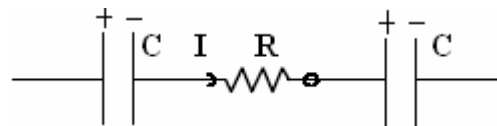


Fig. I. 4 : Schéma représentatif d'un supercondensateur [5].

Les supercondensateurs sont donc, pour la plupart des dispositifs commercialisés (en l'occurrence ceux qui nous intéressent ici, c'est-à-dire ceux dits à couche double électrique), des capacités à part entière. Le stockage d'énergie est, de fait, d'origine électrostatique, et non pas électrochimique comme dans le cas des accumulateurs, ce qui leur confère une puissance spécifique potentiellement élevée, typiquement d'un seul ordre de grandeur inférieur à celle des condensateurs électrolytiques classiques.

Leur différence fondamentale avec ces derniers réside dans l'absence apparente de couche diélectrique, la fonction diélectrique du dispositif étant assurée par les molécules du solvant. Il en résulte des capacités surfaciques élevées, comprise entre $10 \mu\text{F}\cdot\text{cm}^{-2}$ et $30 \mu\text{F}\cdot\text{cm}^{-2}$, et en revanche une tenue en tension modeste, limitée par la décomposition du solvant, de l'ordre de 2.5 V nominal pour un solvant organique [4].

La structure de la couche double électrique, sur laquelle repose le principe de stockage d'énergie dans les supercondensateurs, et ses potentialités en matière de stockage d'énergie, furent pour la première fois étudiée par Helmholtz dans la seconde moitié du 19^{ème} siècle. Un siècle plus tard, apparaissait la première génération industrielle de supercondensateurs, permise tant par l'évolution des matériaux que par l'émergence d'un réel besoin en des sources d'énergie à la fois puissantes, rapidement rechargeables, et fiables.

Les supercondensateurs à couche double électrique, curieusement appelées condensateurs électrochimiques, ont en fait un fonctionnement analogue à celui des capacités électrostatiques classiques. Les dites sont typiquement constituées de deux électrodes métalliques séparées par un matériau diélectrique. L'énergie est stockée sous forme d'une charge électrique induite au voisinage de l'interface électrode-diélectrique, par l'application d'une différence de potentiel entre ces deux électrodes. Le rapport de la charge stockée sur la tension appliquée est connu sous le nom de capacitance, ou capacité, et est représentatif de l'aptitude du dispositif à stocker de l'énergie. Les relations de base s'écrivent, pour une capacité linéaire :

$$C = \frac{Q}{V} = \epsilon \frac{A}{d} \tag{I-1}$$

et :

$$W = \frac{1}{2} CV^2 \tag{I-2}$$

C étant la capacitance, Q la charge électrique, V la tension appliquée, ϵ la constante diélectrique du matériau isolant, A sa surface, d son épaisseur, et W l'énergie électrostatique stockée.

Un supercondensateur se présente sous la même forme qu'un condensateur électrochimique classique à la seule différence qu'il ne possède pas de couche diélectrique dans sa partie électrolytique liquide (Figure I. 5). L'isolement entre les deux électrodes se fait par l'intermédiaire du solvant contenu dans l'électrolyte. En effet, ces supercondensateurs n'exploitent pas la polarisation diélectrique pour le stockage de l'énergie mais la double couche électrique qui apparaît à l'interface électrode-électrolyte [6].



Fig. I. 5 : Différence entre un supercondensateur et un condensateur classique [9].



A. Condensateur électrolytique
100 000 μ F / 16V
E = 12,8 J



B. ECDL Supercondensateur
800 F / 2.5 V
E = 2 500 J

Fig. I. 6 : Comparaison entre un condensateur standard et un supercondensateur [6].

Le principe général de fonctionnement des supercondensateurs repose sur la formation d'une double couche électrochimique à l'interface d'un électrolyte et d'une électrode polarisable de grande surface spécifique. L'application d'une différence de potentiel aux bornes du dispositif complet entraîne le stockage électrostatique de charges aux deux interfaces électrode-électrolyte [7,8].

Le principe de fonctionnement peut être décomposé en fonction des 4 états différents du composant (déchargé, en charge, chargé, en décharge) :

A. Etat déchargé

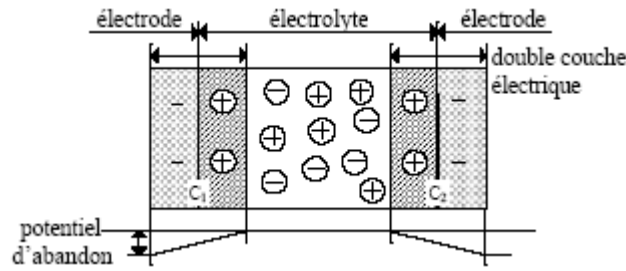


Fig. I. 7 : Etat déchargé [30].

A l'état déchargé et sans aucune alimentation, une accumulation de charge se crée spontanément à l'interface électrode/électrolyte aussi bien du côté de l'électrode (q_{el}) que du côté de l'électrolyte (q_{ion}). q_{el} et q_{ion} sont respectivement les charges de nature électronique et ionique par unité de surface. La condition d'électroneutralité impose $q_{el} = -q_{ion}$. Un potentiel, dit potentiel d'abandon apparaît alors à chaque interface, le signe et l'amplitude de ce potentiel est spécifique de chaque couple électrode/électrolyte. Cette accumulation de charges correspond à la double couche électrochimique (son épaisseur est de quelques nanomètres).

B. En charge

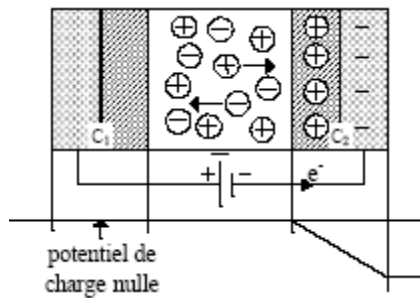


Fig. I. 8 : Charge [30].

Lors de l'application d'une différence de potentiel aux bornes du supercondensateur, la distribution des charges aux deux interfaces va être modifiée. L'une d'entre elles passant par son potentiel de charge nulle tandis que l'autre voit augmenter l'accumulation de charges. Il y a donc une augmentation du potentiel.

C. Etat chargé

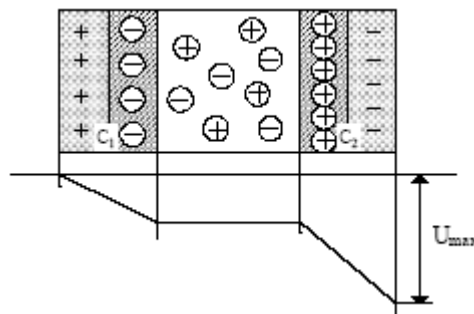


Fig. I. 9 : Etat chargé au maximum [30].

Si la charge est poursuivie jusqu'à la valeur maximale U_{max} du potentiel applicable, les deux doubles couches électrochimiques se comportent comme deux condensateurs et voient donc leurs charges augmentées selon une loi du type $Q = CU$. A l'état chargé, la capacité totale du dispositif résulte des capacités (C_1 et C_2) des deux interfaces en série et est donc donnée par :

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \tag{I-3}$$

D. En décharge

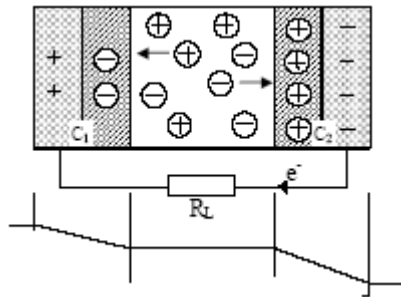


Fig. I. 10 : Décharge [30].

Lors de la décharge, les ions et les électrons suivent le chemin inverse et un courant électrique est utilisable dans le circuit extérieur. Nous remarquons par cette propriété que le supercondensateur développe dans sa structure interne deux capacités et non une comme le condensateur classique (qui se situe à l'anode). Pour utiliser au maximum la couche double électrique, les matériaux utilisés pour les électrodes doivent avoir de grande faculté à conduire les charges électroniques et donc possèdent des surfaces spécifiques élevées supérieures à $1000 \text{ m}^2/\text{g}$, telles que le carbone activé [7,9].

La couche double électrique se développe sur chaque interface électrode-électrolyte, de sorte que l'on peut voir, de façon simplifiée, un supercondensateur comme l'association série de deux capacités (figure I.11).

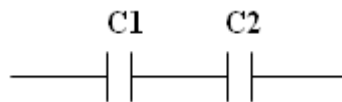


Fig. I. 11 : Circuit équivalent simplifié d'un supercondensateur.

La technologie actuellement la plus répandue, côté matériau d'électrodes, est celle du charbon actif. Les supercondensateurs issus de cette filière fonctionnent sur le principe de la couche double électrique, et sont dits symétriques. Ce qui ne signifie nullement que les capacités développées à chaque électrode sont égales. En pratique, les anions étant généralement beaucoup moins hydratés que les cations, ils accèdent plus facilement à la microporosité et forment une couche d'épaisseur plus faible. De sorte que l'on observe des valeurs de capacité d'anode supérieures à celles de cathode.

Pour exploiter au mieux les potentialités de cette couche double électrique en termes d'énergie spécifique et de capacité volumique, il convient d'accroître la surface de contact entre électrode et électrolyte sans augmenter outre mesure le volume total de l'ensemble. On a recours pour ce faire à des matériaux d'électrodes poreux de très grande surface spécifique, comme le charbon actif qui présente des surfaces spécifiques supérieures à $1000 \text{ m}^2.\text{g}^{-1}$ (figure I. 12) [10].

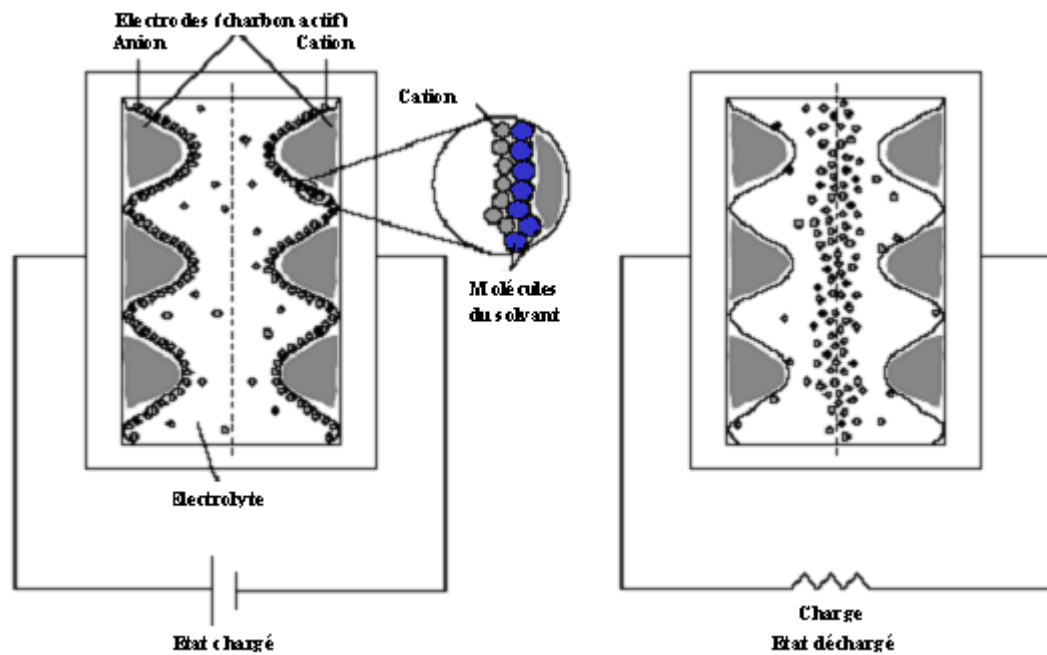


Fig. I. 12 : Structure interne des supercondensateurs à couche double électrique [10].

I. 1. 2. 1. 2. Matériaux d'électrodes

On peut classer les supercondensateurs en deux groupes suivant la nature des électrodes :

- ☉ supercondensateurs à stockage d'énergie électrostatique : technologie d'électrodes au charbon actif ;
- ☉ supercondensateurs à stockage d'énergie électrochimique : technologie d'électrodes aux oxydes métalliques ou aux polymères conducteurs [10].

I. 1. 2. 1. 3. L'électrolyte

La puissance maximale que peut fournir une source d'énergie électrique dépend directement de sa résistance interne. Rappelons par exemple que pour une source de tension de f.é.m à vide E et de résistance interne r , cette puissance s'écrit :

$$P_{\max} = \frac{E^2}{4.r} \quad (\text{I-4})$$

Dans le cas des supercondensateurs, la résistance interne est composée de deux termes. Le premier est associé à la conduction électronique, et est donc dépendant de la qualité électrique des électrodes. Le second, associé à la conduction ionique, dépend de la conductivité de l'électrolyte, ainsi que de l'aptitude des ions à migrer plus ou moins aisément dans la porosité de l'électrode jusqu'à la couche double. Il est par conséquent essentiellement lié aux caractéristiques de l'électrolyte, telles que :

- ☉ la concentration en porteur de charge libres (fonction de la solubilité du sel dans le solvant, et du taux de dissociation de sel) ;
- ☉ la mobilité de ces porteurs (fonction de la viscosité du solvant et de la taille effective des ions en solution) ;
- ☉ la solvation des ions ;
- ☉ la valence des ions [7].

L'électrolyte peut être soit aqueux, soit organique. L'un et l'autre présentent des avantages et des inconvénients qui sont cités dans le Tableau (I.1) [6].

Electrolyte	Avantages	Inconvénients
Aqueux	<ul style="list-style-type: none"> • Grande conductibilité électrolytique. • Peu coûteux. • Faible impact sur l'environnement. • Ne nécessite pas de fermeture hermétique afin d'être isolé avec l'humidité externe. 	<ul style="list-style-type: none"> • Faible voltage de décomposition (1.23 V pour l'eau). • Variation restreinte de la température opérationnelle (0 à 100 °C). • Propriétés corrosives restreignant le choix des composants métalliques.
Organique	<ul style="list-style-type: none"> • Haut voltage de décomposition. • Large variation de température opérationnelle. • Propriétés non corrosives : utilisation de composants métalliques bon marché. 	<ul style="list-style-type: none"> • Faible conductibilité électrolytique. • Nécessite une fermeture hermétique afin d'être isolé avec l'extérieur. • Grand impact sur l'environnement. • Coûteux.

Tab. I. 1 : Avantages et inconvénients des électrolytes aqueux et organique [6].

I. 1. 2. 1. 4. Le séparateur

La construction des supercondensateurs fait également intervenir une membrane isolante poreuse, donc conductrice ionique, séparant les deux électrodes imprégnées d'électrolyte. On utilise généralement un polymère ou du papier en milieu organique, une céramique ou de la fibre de verre en milieu aqueux. Le séparateur introduit un terme supplémentaire dans la résistance totale du composant, terme dépendant de la porosité et de l'épaisseur de la membrane [2].

I. 1. 2. 2. Techniques d'assemblage

Quant à l'assemblage proprement dit, il diffère bien évidemment selon les constructeurs, et relève généralement du secret industriel. Nous reportons ci-dessous une représentation schématique de la technique d'assemblage utilisée par la société Panasonic pour la réalisation de ses composants Gold Capacitors (figure I. 13) [4].

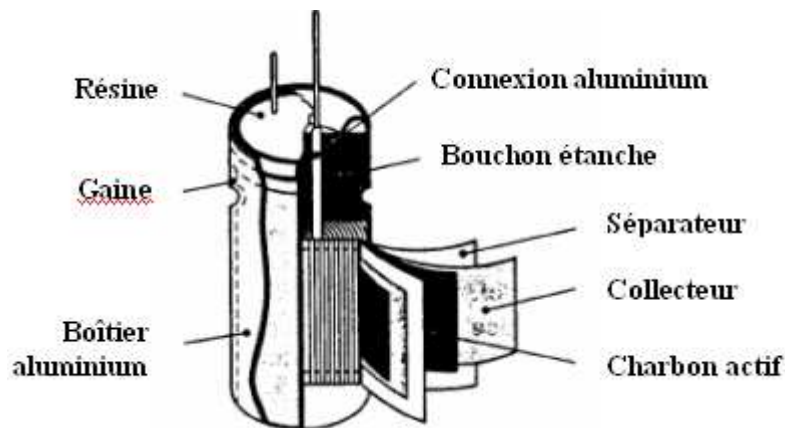


Fig. I. 13 : Assemblage des supercondensateurs Panasonic de la série Gold Capacitors [4].

I. 1. 3. Types de systèmes d'applications des supercondensateurs

Actuellement, l'évolution des performances et des coûts des supercondensateurs fait qu'un grand nombre de fabricants de systèmes électriques et de laboratoires de recherche dans le domaine de l'électronique de puissance s'intéressent à l'utilisation de ces composants dans les applications présentant des pics de puissance importants par rapport à la puissance moyenne. On peut distinguer deux principales familles. L'une concerne les systèmes isolés pour lesquels seuls les systèmes de faible puissance émergente, l'autre, les systèmes hybrides (multi-sources) plus adaptés aux applications de puissance.

I. 1 3. 1. Systèmes isolés

Ce concept est applicable pour alimenter les moyens de transport qui ont une distance inter-arrêt réduite, avec recharge des supercondensateurs lors des arrêts. Il existe plusieurs travaux réalisés dans ce domaine ; on peut citer le travail de collaboration entre le L2EP et ANF BOMBARDIER pour l'alimentation d'un tramway sans caténaire (figure I.14).

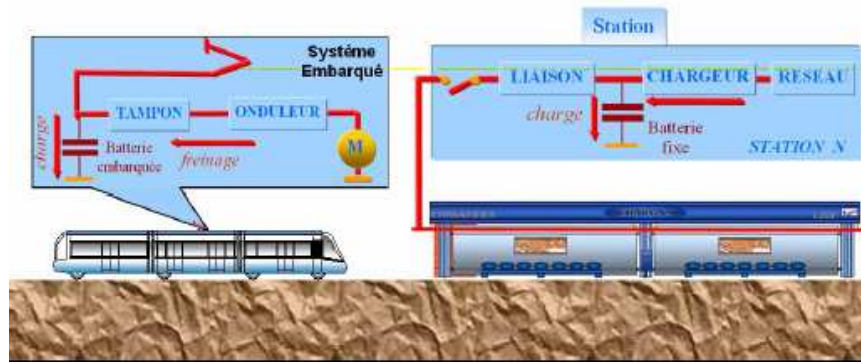


Fig. I. 14 : Projet de collaboration entre BOMBARDIER et L2EP [5].

Le but de ce projet était d'utiliser des batteries de supercondensateurs localisées à la fois en station et dans l'engin de transport afin de réaliser des réservoirs de puissance et d'énergie à recharge et décharge très rapides. Le processus de ravitaillement en station s'opère par échange d'énergie entre les deux batteries de supercondensateurs. Ces dernières permettent des recharges rapides limitées naturellement par le temps d'arrêt en station (environ dix secondes), afin de rendre la recharge «transparente» pour l'utilisateur.

L'objectif primaire était, bien sûr, de ne plus avoir de fils suspendus en centre ville (avec éventuellement des tronçons avec/sans caténaires), notamment dans les quartiers inadaptés pour l'implantation de système sécurisé avec une alimentation aérienne du tramway.

L'inconvénient de cette solution était le volume important de supercondensateurs embarqués.

Dans ce domaine d'application, on peut citer aussi le projet de bus électrique autonome proposé par le laboratoire d'électronique industrielle de l'école polytechnique fédérale de Lausanne. Ce projet dont le principe est similaire au précédent (figures I.15 - I.16) avait pour objectif le dimensionnement du système d'alimentation du bus.



Fig. I. 15 : Maquette du Projet de bus autonome proposé par le laboratoire d'électronique industrielle de Lausanne [5].



Fig. I. 16 : Projet du bus autonome proposé par le laboratoire d'électronique industrielle de Lausanne [5].

I. 1. 3. 2. Systèmes hybrides

Pour les applications de forte puissance, les supercondensateurs sont principalement employés pour une utilisation de type hybride. Ils présentent ainsi une solution d'hybridation des batteries. Ces dernières sont en général moins performantes en ce qui concerne le démarrage, l'accélération, la récupération d'énergie à cause de leurs puissances spécifiques relativement faibles. Aussi, l'adjonction de supercondensateurs peut permettre d'allonger la durée de vie des batteries et d'améliorer les performances du système.

Les supercondensateurs sont utilisés de façon globale pour fournir les pics de puissance dans les systèmes de distribution d'énergie, qu'ils soient embarqués ou non.

I. 1. 3. 2. 1. Couplage réseaux-supercondensateurs

Les supercondensateurs jouent le rôle de compensateur de puissance instantanée en permettant de lisser la puissance fournie par le réseau. Différentes applications ont été étudiées.

Dans le domaine de traction électrique, BOMBARDIER TRANSPORT a depuis deux ans mis en essai un système de tramway qui combine une double alimentation (supercondensateurs et caténares) (Figure I. 17). Ce système propose une utilisation des supercondensateurs moins contraignante qu'avec le système isolé envisagé au L2EP. Le principe de ce système est d'alterner l'utilisation des deux moyens d'alimentation (supercondensateurs et caténaire). Les supercondensateurs sont utilisés sur des tronçons très courts (intersections, carrefours...) où on supprime la caténaire et dans les phases d'accélération et de freinage avec présence de la caténaire de façon à limiter la puissance fournie par cette dernière. Avec ce système, le gain de consommation affiché est d'environ 30% sur une année.



Fig. I. 17 : Prototype du tramway fabriqué par BOMBARDIER avec l'utilisation du supercondensateur comme alimentation secondaire [5].

I. 1. 3. 2. 2. Hybridation embarquée

Les supercondensateurs représentent une solution alternative vis à vis des batteries. On peut citer à titre d'exemple ce que fait HONDA avec la FCX. Cette voiture électrique regroupe deux systèmes de stockage d'énergie (supercondensateurs et réservoir à hydrogène). La pile à combustible joue le rôle de générateur et les supercondensateurs fournissent les variations de puissance (phase d'accélération/freinage) afin de solliciter de façon limitée la pile durant les phases dynamiques.

I. 1. 3. 2. 3. Récupération d'énergie au freinage

Dans les cycles d'usage réel urbains et péri-urbains, et pour un véhicule de gamme moyenne, la plupart des décélérations représentent des puissances inférieures à 10kW, ce qui correspond sur un véhicule conventionnel à l'utilisation du frein moteur pour les vitesses véhicules faibles. Les freinages à vitesse élevée ou les freinages d'urgence correspondent à des puissances mises en jeu beaucoup plus fortes, où le frein mécanique devra obligatoirement intervenir.

De nombreux facteurs réduisent l'énergie susceptible d'être récupérée au freinage :

- les niveaux de puissance en décélération sont élevés, et peuvent se situer au-delà de la puissance maximum du système électrique de stockage. Une récupération appréciable nécessitera donc des systèmes de forte puissance comme les supercondensateurs ou des associations batterie-supercondensateur ;

- seule une partie de l'énergie cinétique peut être récupérée, car les contraintes de dynamique du véhicule conduisent à répartir le freinage sur les deux essieux. Notons qu'une plus grande part de l'énergie est récupérable sur l'essieu avant ;
- pour les architectures comprenant une boîte de vitesses, la rupture du couple transmis à chaque changement de rapport ;
- le rendement des composants mécaniques et électriques par lesquels transitent l'énergie de récupération ;
- l'acceptance de charge de la batterie, dépendant principalement de son état de charge, son vieillissement, et de sa température ;
- le couple résistant du moteur thermique dans les architectures où celui-ci ne peut être désaccouplé du moteur électrique [11].

I. 1. 4. Intérêt des supercondensateurs

Les premiers supercondensateurs avaient une résistance série élevée, ce qui induisait un rendement moyen et une puissance spécifique limitée. Au cours des dernières années, on a assisté à un très grand effort de la part des fabricants afin de diminuer la résistance interne, augmenter la capacité de stockage, ainsi que la tension nominale de fonctionnement. Le tableau suivant donne l'illustration de l'évolution des performances des supercondensateurs [5].

Tension nominale	Capacité (F)	Volume (L)	Résistance série (mΩ)	Puissance spécifique	Energie spécifique	Courant (A)
2.3V	100	0.031	8	4.5 kW/kg ; 5.4 kW/l	2.0 Wh/kg ; 2.4 Wh/l	30
	600	0.183	2	2.3 kW/kg ; 3.6 kW/l	1.5 Wh/kg ; 2.4 Wh/l	300
	1800	0.26	0.4	10.7 kW/kg ; 12.8 kW/l	4.5 Wh/kg ; 5.1 Wh/l	-
	2300	0.59	0.5	3.6 kW/kg ; 4.5 kW/l	2.3 Wh/kg ; 2.9 Wh/l	400
	2700	0.60	0.6	3.0 kW/kg ; 3.7 kW/l	2.7 Wh/kg ; 3.3 Wh/l	400
	3600	0.59	0.59	1.7 kW/kg ; 1.9 kW/l	4.1 Wh/kg ; 4.5 Wh/l	200
2.5V	200	0.047	1.8	16 kW/kg ; 18 kW/l	3.2 Wh/kg ; 3.7 Wh/l	50
	600	0.14	0.6	16.3 kW/kg ; 18.8 kW/l	3.3 Wh/kg ; 3.8 Wh/l	300
	1200	0.23	0.4	13 kW/kg ; 17.3 kW/l	3.5 Wh/kg ; 4.6 Wh/l	300
	2700	0.52	0.23	11.3 kW/kg ; 13 kW/l	3.9 Wh/kg ; 4.5 Wh/l	500
	3600	0.64	0.2	11.2 kW/kg ; 12.3 kW/l	4.5 Wh/kg ; 4.9 Wh/l	500
	5000	0.80	0.25	7.4 kW/kg ; 7.8 kW/l	5.1 Wh/kg ; 5.4 Wh/l	500
2.7V	2600	0.36	0.28	4.1 kW/kg	5.6 Wh/kg	500

Tab. I. 2 : Evolution des caractéristiques des supercondensateurs Maxwell [5].

I. 1. 5. Rendement des supercondensateurs

Le rendement principal à prendre en compte, est le rendement de cyclage d'une cellule.

Nous définissons ce rendement de cyclage de la façon suivante :

$$\Gamma_{cyclage} = \frac{E_s}{E_i} \quad (I-5)$$

avec : E_i : énergie délivrée par la source pour charger les supercapacités [J] ;

E_s : énergie déstockée par les supercondensateurs et utilisable par la charge [J].

Nous rappelons que l'énergie stockée dans le supercondensateur est égale à :

$$E_{stocké} = \frac{1}{2} CV_f^2 \quad (I-6)$$

avec V_f : tension finale aux bornes du supercondensateur [V].

Pour le calcul du rendement de cyclage, nous avons calculé E_i et E_s grâce à un modèle simplifié du supercondensateur. Il s'agit d'un modèle équivalent de type RC classique (figure I-18), avec une résistance

R_s modélisant les pertes ohmiques des connexions et R_p permettant de tenir compte des pertes dans le supercondensateur.

Nous calculons l'énergie fournie par la source pour charger le supercondensateur à courant constant à partir de la figure (I-18) :

$$E_i = \int_0^{T_c} U.I dt \quad (I-7)$$

avec : T_c : temps final de charge [s] ;

U : tension de la source [V] ;

I : courant constant de charge [A].

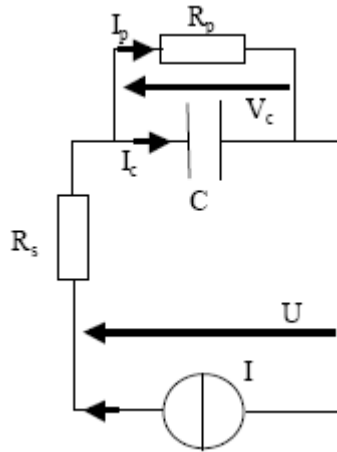


Fig. I. 18 : Circuit équivalent de la charge d'un supercondensateur [9].

$$I = I_p + I_c = \frac{V_c}{R_p} + C \frac{dV_c}{dt} \quad (I-8)$$

La résolution de l'équation (I-8) permet de déterminer V_c :

$$V_c = R_p.I \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{R_p.C}} \right) \quad (I-9)$$

$$V_c(T_c) = V_f = R_p.I \cdot \left(1 - e^{-\frac{T_c}{R_p.C}} \right) \quad \text{d'où : } T_c = R_p.C.Ln\left(\frac{R_p.I}{R_p.I - V_f} \right)$$

avec : V_f : tension finale de charge du supercondensateur [V] ;

T_c : temps final de charge [s].

d'où :

$$E_i = \int_0^{T_c} U.I dt = \int_0^{T_c} (R_s I + V_c).I dt = \int_0^{T_c} \left(R_s I + R_p I - R_p C \frac{dV_c}{dt} \right).I dt \quad (I-10)$$

$$E_i = (R_s + R_p).I^2 T_c - R_p C I (V_c(T_c) - V_c(0))$$

Une approche des composants électrochimiques pour le génie électrique :

$$E_i = (R_s + R_p).I^2.T_c - R_p.C.I.V_f$$

Nous calculons maintenant l'énergie récupérée par la charge E_s à partir de la figure (I-18) :

$$E_s = \int_0^{T_d} U \cdot Idt \quad (I-11)$$

avec : T_d : temps final de décharge [s] ;

U : tension de la charge [V] ;

I : courant constant de décharge [A].

$$I = I_p + I_c = -\frac{V_c}{R_p} - C \frac{dV_c}{dt} \quad (I-12)$$

La résolution de l'équation (II-12) permet de déterminer V_c :

$$V_c(t) = R_p \cdot I \cdot \left(e^{\frac{t}{R_p C}} - 1 \right) + V_f e^{\left(\frac{t}{R_p C} \right)} \quad (I-13)$$

d'où :

$$V_c(T_d) = R_p \cdot I \cdot \left(e^{\frac{T_d}{R_p C}} - 1 \right) + V_f e^{\left(\frac{T_d}{R_p C} \right)} \quad \text{et} \quad T_d = R_p C \cdot \text{Ln} \left(\frac{R_p I + V_f}{R_p I} \right)$$

avec : V_f : tension finale de charge du supercondensateur [V] ;

T_d : temps final de décharge [s].

d'où :

$$E_s = \int_0^{T_d} U \cdot Idt = \int_0^{T_d} (-R_s I + V_c) \cdot Idt = \int_0^{T_d} \left(-R_s I - R_p I - R_p C \frac{dV_c}{dt} \right) \cdot Idt \quad (I-14)$$

$$E_s = -(R_s + R_p) I^2 T_d + R_p \cdot C \cdot I \cdot V_c(0)$$

$$E_s = -(R_s + R_p) \cdot I^2 \cdot T_d + R_p \cdot C \cdot I \cdot V_f$$

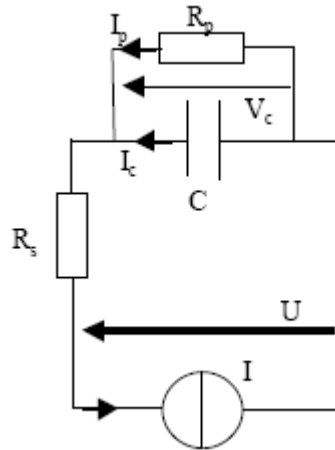


Fig. I. 19 : Circuit équivalent de la décharge d'un supercondensateur [9].

Le rendement de cyclage vaut donc :

$$\Gamma_{cyclage} = \frac{E_s}{E_i} = \frac{-(R_s + R_p) I^2 T_d + R_p \cdot C \cdot I \cdot V_f}{(R_s + R_p) I^2 T_c - R_p \cdot C \cdot I \cdot V_f} \quad (I-15)$$

La figure (I.20) représente un exemple d'application avec un supercondensateur ayant les caractéristiques du tableau (I.3). Nous avons tracé l'énergie stockée dans le supercondensateur, l'énergie

nécessaire pour la charge de ce supercondensateur et enfin l'énergie disponible en sortie de ce supercondensateur. La figure (I.21) est le tracé du rendement en fonction du courant.

Paramètres	Valeurs
R_s	0.004 m Ω
R_p	2.75 k Ω
V_f	2.5 V
C	350 F

Tab. I. 3 : Paramètres de simulation [9].

Pour un courant de 312A, l'énergie déstockée est nulle. En effet, toute l'énergie stockée dans le supercondensateur est consommée par les pertes internes. Ce calcul et les résultats illustrent concrètement la dépendance de l'énergie disponible vis-à-vis de l'utilisation, c'est-à-dire de la mission. Il y a donc un couplage fort entre énergie et puissance disponibles.

Mais, le rendement précédent ne tient compte que du fonctionnement d'une cellule élémentaire. Dans le cadre d'une association de cellules, il faut également prendre en compte le rendement du système d'équilibrage éventuel ainsi que nous le verrons.

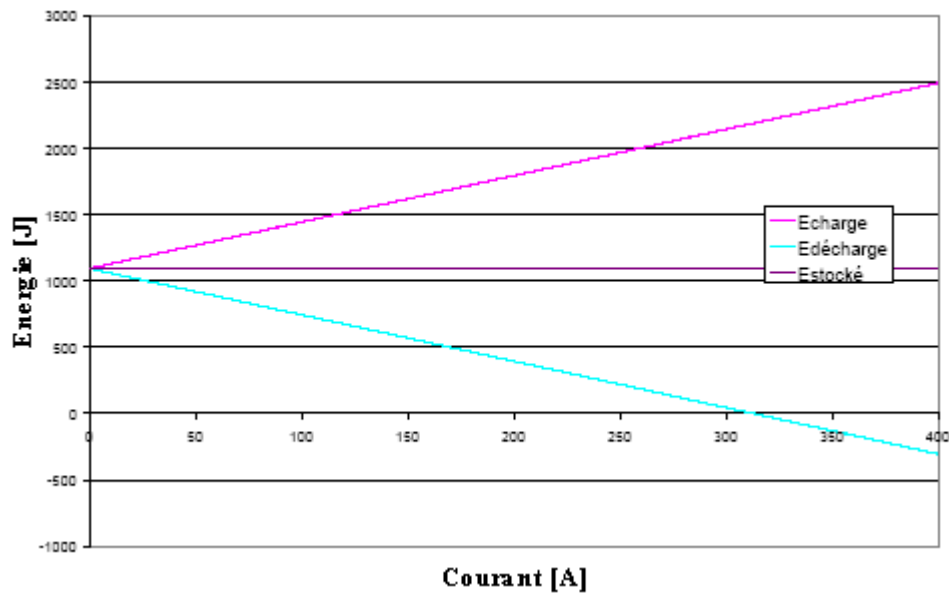


Fig. I. 20 : Energie stockée, fournie et récupérée dans un supercondensateur [9].

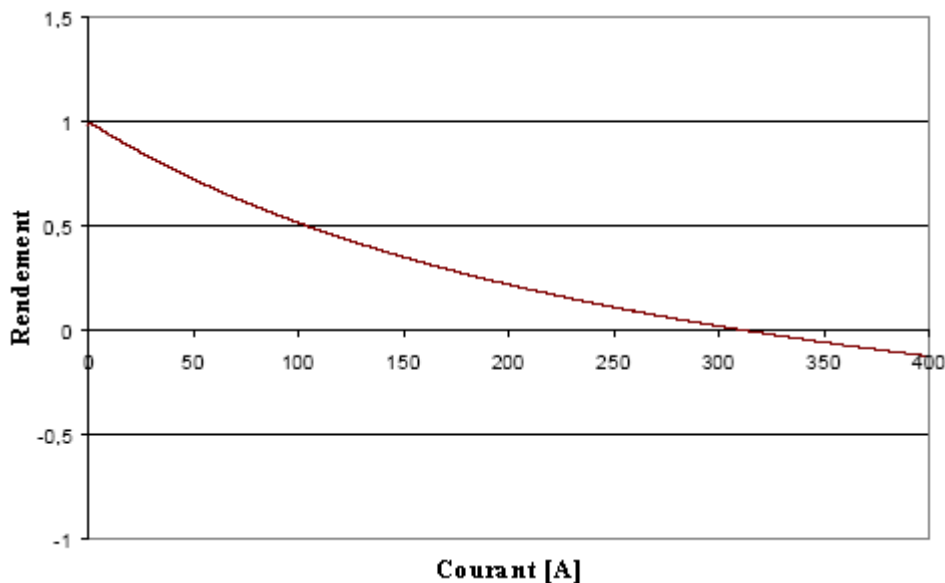


Fig. I. 21 : Rendement d'utilisation d'un supercondensateur [9].

La notion de rendement est difficile à définir pour des sources électrochimiques. Il n'y a pas un rendement mais des rendements. Il faut donc être très attentif à l'emploi de cette notion. Les rendements annoncés dans les catalogues sont rarement définis correctement. Il s'agit en général du rendement le plus avantageux pour la source considérée, mais le rendement utile doit être évalué dans le système mis en œuvre [9].

I. 1. 6. Variation de la charge d'un supercondensateur en fonction de la température

Les supercondensateurs ont un comportement thermique meilleur par rapport aux batteries. Sur la figure (I.22) est représentée la charge d'un pack de 4 supercondensateurs de 2700F chacun en série. Ceci pour des températures de -40°C et 18°C . Le courant de charge est constant environ 100A. On constate que le saut de tension au début de la charge est plus important à -40°C . Ceci se traduit par une résistance série plus élevée à -40°C qu'à 18°C . Des études menées au Laboratoire L2ES à Belfort et par des fabricants de supercondensateurs ont montré que la résistance série augmente quand la température diminue. L'augmentation est plus importante entre -20°C et -40°C . Ces résultats expérimentaux montrent également que la durée de charge du pack à 18°C (environ 60s) est plus élevée que celle à -40°C (environ 50s). Mais il est difficile de conclure sur la valeur de la capacité.

Cette variation de temps de charge est liée à deux effets. Le premier est dû aux variations de la résistance série du supercondensateur en fonction de la température, et par conséquent une constante de temps qui varie en fonction de la température. Le second effet est lié à la diminution de la capacité totale du supercondensateur en fonction de la température. En effet la variation de la valeur de la capacité du supercondensateur est liée aux variations des caractéristiques du charbon actif, de la conductivité ionique de l'électrolyte en fonction de la température ainsi que la variation de l'épaisseur effective de la double couche en fonction de la température. Cependant la variation de la capacité globale en fonction de la température est moins importante que celle de la résistance série [12].

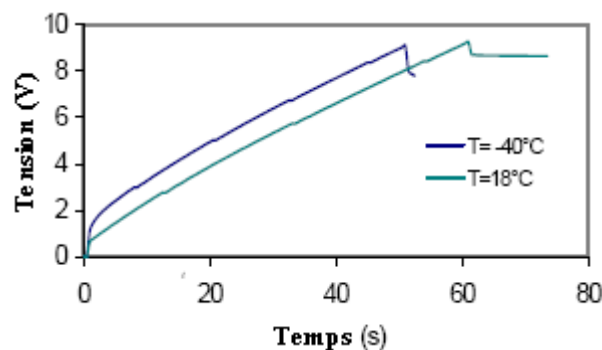


Fig. I. 22 : Évolution de la tension aux bornes d'un pack de 4 supercondensateurs en série en fonction du temps, à courant constant et pour -40°C et 18°C [12].

I. 1. 7. Conception d'un organe de stockage à supercondensateurs

La conception d'un organe de stockage à supercondensateurs passe en premier lieu par un dimensionnement répondant à un cahier des charges énergétique, et dont le but est de déterminer le triplet capacitance - résistance série - tension nominale caractérisant, en première approximation, l'organe de stockage. Nous donnons dans cette section des éléments de dimensionnement d'un dispositif supercapacitif. En second lieu viennent les considérations associées au refroidissement, et à la mise en module : câblage, encapsulation, équilibrage en tension. Nous nous intéresserons à ce dernier point [2].

Nous opterons ici pour une procédure analytique de dimensionnement de l'organe de stockage à supercondensateurs, lequel dimensionnement sera effectué vis-à-vis du régime de décharge. Il convient en premier lieu de se donner un régime extrême d'énergie fournie. Nous traiterons le cas souvent rencontré d'un régime de décharge à puissance P constante, sur une durée t_d .

Comme indiqué figure (I.23), nous considérerons que la tension aux bornes d'un supercondensateur peut se développer, au premier ordre, en deux composantes : une composante capacitive, associée à l'évolution de l'énergie stockée dans l'élément, et une composante résistive, liée à la résistance série de l'élément.

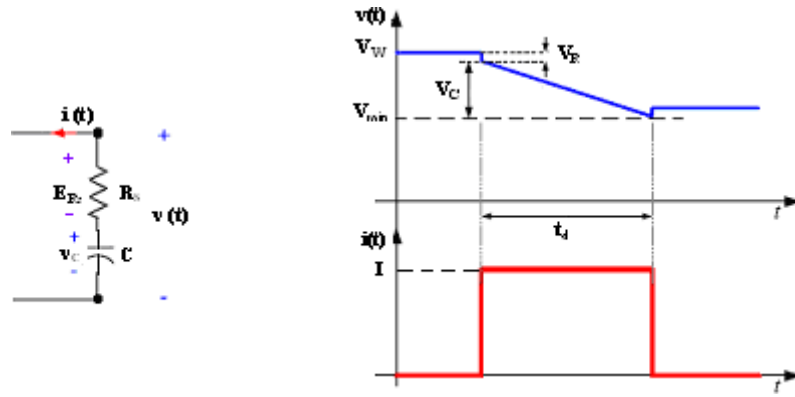


Fig I. 23 : Réponse typique en tension d'un supercondensateur lors d'une décharge à courant constant [2].

On notera enfin :

- $v(t)$: tension aux bornes de l'organe de stockage ;
- $i(t)$: courant de décharge de l'organe de stockage ;
- V_W : tension de travail (tension aux bornes de l'organe de stockage) ;
- V_R : chute de tension due à la résistance série ;
- V_C : variation de tension due à la résistance de la capacité ;
- V_{min} : tension minimale permise par le système (ou tension minimale recherchée lors d'une décharge) ;
- t_d : temps de décharge.

La procédure analytique de dimensionnement, procédure paramétrée par les deux niveaux de tension V_W et V_{min} , est alors la suivante :

- ☉ on évalue la capacité minimale de l'organe de stockage, capacité obtenue pour une conversion sans pertes ;
- ☉ on détermine dans ces conditions la loi de variation temporelle du courant de décharge ;
- ☉ à l'aide de cette loi, on quantifie les pertes dans les différents éléments intervenant dans la chaîne de conversion, en particulier l'organe de stockage lui-même ;
- ☉ en tenant compte de ces pertes dans le bilan énergétique, on réajuste alors la valeur de la capacité de l'organe de stockage.

La capacité minimale de l'organe de stockage s'obtient pour un transfert sans pertes. Soit C_{Min} cette capacité. Si l'on néglige les pertes, la relation de base caractérisant le transfert d'énergie envisagé s'écrit :

$$\frac{1}{2} \cdot C_{Min} \cdot (V_W^2 - V_{min}^2) = P \cdot t_d \tag{I-16}$$

d'où il vient :

$$C_{Min} = \frac{2P \cdot t_d}{V_W^2 - V_{min}^2} \tag{I-17}$$

Appliquée à un instant t inférieur à la durée t_d du régime de décharge (l'origine des dates étant prise à l'instant initial dudit régime), la relation de conservation de l'énergie permet également d'établir la loi de variation de la tension supercapacitive comme suit :

$$v(t) = V_W \cdot \sqrt{1 - \left(1 - \left(\frac{V_{min}}{V_W}\right)^2\right) \cdot \frac{t}{t_d}} \tag{I-18}$$

relation qui permet de déterminer le courant supercapacitif en fonction du temps :

$$i(t) = \frac{P}{V_{SuperCMax} \cdot \sqrt{1 - \left(1 - \left(\frac{V_{SuperCMin}}{V_{SuperCMax}}\right)^2\right) \cdot \frac{t}{t_d}}} \quad (I-19)$$

Connaissant le courant supercapacitif, on peut théoriquement calculer les pertes énergétiques occasionnées durant le transfert d'énergie, en particulier celles associées à la résistance série de l'organe de stockage, à savoir :

$$W_{JSuperC} = E_{Rs} \cdot \int_0^{t_d} I^2(t) \cdot dt \quad (I-20)$$

c'est-à-dire, tous calculs faits :

$$W_{JSuperC} = P \cdot (E_{Rs} \cdot C_{MIN}) \cdot \ln\left(\frac{V_W}{V_{min}}\right) \quad (I-21)$$

Une évaluation approchée de la capacité réelle C du dispositif de stockage peut être obtenue via le bilan énergétique suivant :

$$\frac{1}{2} \cdot C \cdot (V_W^2 - V_{min}^2) = P \cdot t_d + pertes \quad (I-22)$$

bilan qui permet d'écrire :

$$C = (1 + x) \cdot C_{Min} \quad (I-23)$$

χ étant le coefficient de pertes rapportées à l'énergie utile fournie par l'organe de stockage:

$$x = \frac{pertes}{P \cdot t_d} \quad (II-24)$$

Notons cependant que dans l'absolu, le bilan énergétique (I.22) est inexact, dans la mesure où la procédure de calcul des pertes repose fondamentalement sur une relation (en l'occurrence la loi (I.19) donnant l'évolution du courant supercapacitif en fonction du temps) établie sous couvert de l'hypothèse d'une conversion idéale d'énergie. En conséquence, cette procédure, dont le mérite essentiel est d'être analytique, conduit à une sous-évaluation des pertes réelles, et donc du rapport énergétique χ et de la capacité de stockage C [2].

I. 1. 8. Avantages et inconvénients des supercondensateurs

I. 1. 8. 1. Avantages

- cycle de vie charge / décharge important comparé aux batteries chimiques sans dégradation des caractéristiques ;
- densité de puissance élevée (2000-4000W/kg) correspondant à 10 fois celles des batteries de lithium-ion de puissance élevée et 100 fois celles des condensateurs classiques ;
- capacité de capture d'énergie (freinage rétroactif) à cadence élevée : des batteries sont souvent endommagées par les charges rapides ;
- capacité élevée (énergie élevée qui peut être déchargée rapidement) ;
- ESR (résistance série) très basse ;
- courant de fuite très faible (peut maintenir une charge sur une longue durée) ;
- énergie stockée supérieure à celle d'un condensateur conventionnel ;
- charge très rapide.

I. 1. 8. 2. Inconvénients

- ☉ basse énergie spécifique (10 Wh/kg) ;
- ☉ plage de tension limitée ;
- ☉ technologie moins mûre que celle des batteries ;
- ☉ prix plus élevé par rapport aux batteries d'acides de plomb qui sont assez peu coûteuses aujourd'hui et économiques ;
- ☉ énergie spécifique plus faible que celle des batteries ;
- ☉ coût.

I. 1. 9. Conclusion

L'émergence des supercondensateurs de puissance ouvre la voie à de nouveaux concepts d'applications et de produits.

Ces applications répondent principalement à des attentes en terme d'amélioration de la qualité de la tension, d'optimisation du rendement énergétique, de développement de modes de transport moins polluants et s'intégrant dans l'environnement urbain [13].

I. 2. Les batteries

I. 2. 1. Introduction

Le stockage d'énergie dans les systèmes photovoltaïques autonomes est en général assuré par des batteries, composants utilisés dans la majorité des cas. Seules quelques applications utilisant l'énergie au fil du soleil comme par exemple du pompage ou de la ventilation peuvent se passer d'accumuler l'énergie ; aussi, bien connaître les batteries, est un élément essentiel au succès des systèmes autonomes.

Les batteries utilisées dans les systèmes solaires autonomes sont en général de type plomb-acide. Les batteries au cadmium-nickel ne sont plus que rarement utilisées car leur prix est beaucoup plus élevé et elles contiennent du cadmium (toxique) [14]. Néanmoins, une des différences les plus importantes entre les batteries au plomb-acide et celles au nickel-cadmium se trouve au niveau de leur tension de fonctionnement. Alors qu'une cellule au plomb-acide fournit une tension nominale de 2,0 volts, la cellule au nickel-cadmium fournit une tension nominale de 1,2 volt.

Il y a nécessité de stockage chaque fois que la demande énergétique est décalée dans le temps vis-à-vis de l'apport énergétique solaire. En effet :

- la demande énergétique est fonction de la charge à alimenter, les appareils utilisés fonctionnent soit en continu, soit à la demande ;
- l'apport énergétique solaire est périodique (alternance jour/nuit, été/hiver) et aléatoire (conditions météorologiques).

Ce décalage entre la demande et l'apport énergétique nécessite un stockage d'électricité. Le système tampon utilisé le plus couramment pour les systèmes photovoltaïques est la batterie d'accumulateurs électrochimiques [15].

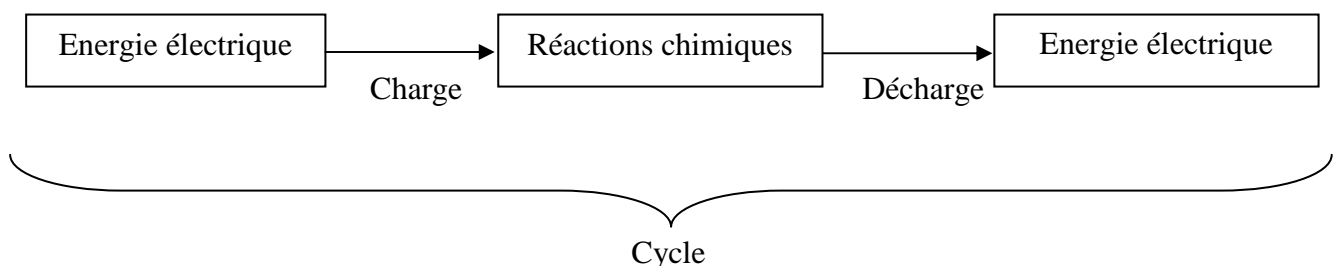


Fig I. 24 : Cycle d'une batterie.

I. 2. 2. Batteries plomb-acide pour installations solaires photovoltaïques

I. 2. 2. 1. Batteries ouvertes

Les batteries au plomb ouvertes sont a priori plus fiables et plus durantes que les batteries à recombinaison. Elles sont donc retenues la plupart du temps. Deux types de batteries peuvent être utilisés, selon le type d'usage :

- les batteries dites "stationnaires", qui assurent en général une fonction de secours dans diverses installations ;
- ces batteries, adaptées à un cyclage faible, sont utilisées pour les installations photovoltaïques sans appoint diesel, de très longue autonomie, qui sert, notamment, pour des signalisations ou relais de transmission à fort coefficient de sécurité ;
- l'autonomie de ces installations est, par exemple, de l'ordre de un mois et le cycle quotidien mobilise seulement quelques pour-cent de la capacité totale ;



Source : MASTRA

Fig I. 25 : Batterie stationnaire. (Plate-forme de distribution HAWKER Energys)

- les batteries dites de tractions lourdes utilisées, par exemple, pour les chariots de manutention et qui supportent un cyclage profond quotidien ;
- ces batteries sont utilisables pour les installations d'alimentation en énergie de bâtiments, d'habitations, etc., qui utilisent quotidiennement une part importante, voire la des gaz ;
- totalité, de l'énergie stockée. Trois points doivent être soulignés :
 - 1) le niveau d'électrolyte devra être reconstitué par de l'eau déminéralisée à une fréquence relativement élevée, par exemple, mensuelle. Cela impose l'intervention de personnel de maintenance - qui peut être l'utilisateur local, s'il en a l'aptitude -, ou le développement de systèmes de remplissage automatiques et fiables sur de longues périodes. Dans le cas de l'énergie photovoltaïque où le dimensionnement des panneaux fixe le courant limite productible, il est d'ailleurs envisageable d'utiliser, avec des batteries de type ouvert, des bouchons à recombinaison à sels de palladium, sans risquer les dangers associés à une surcharge trop forte, et à condition que les systèmes annexes éventuels (diesel ou autre) ne soient pas susceptibles de faire dépasser les conditions limite de surcharge ;
 - 2) une fréquence élevée de déficits de charge doit être proscrite pour ce type de batterie. Elle entraîne, en effet, un phénomène de stratification de concentration de l'électrolyte, qui conduit à une forte hétérogénéité de fonctionnement des électrodes et à une sévère réduction de la durée de vie ;
 - 3) la conjonction d'une basse température et d'un état de décharge profond est à proscrire sur une batterie ouverte, qu'elle soit de type stationnaire ou traction. La concentration de l'électrolyte baisse en effet avec la profondeur de décharge et entraîne le risque de formation de glace au sein des électrodes, qui seraient alors désagrégées.

I. 2. 2. 2. Batteries à recombinaison

Quoique a priori plus fragiles, les batteries à recombinaison ne sont pas concernées par les deux derniers points. Leur consommation d'eau est, en effet, négligeable lorsqu'elles sont correctement gérées en charge, et la stratification de leur électrolyte est, de par leur constitution (électrolyte absorbé ou gélifié),

limitée naturellement à des niveaux faibles. Lorsque les trois points précédemment exposés peuvent difficilement être gérés, on pourra alors être amené à choisir des batteries à recombinaison. Pour un usage à basse température, on utilisera la technologie à recombinaison et électrolyte gélifié (et non pas à électrolyte absorbé, qui donnerait une moindre sécurité) [3].



Source : OLDHAM

Fig I. 26 : Batteries Plombs à recombinaison.

I. 2. 3. Types de batteries solaires photovoltaïques

Types de batteries	Capacités	Particularités
Batteries formées d'éléments stationnaires à plaque positive tubulaire (2V) et grande réserve d'électrolyte.	1000 à 3000 Ah	Bien adaptées aux cycles journaliers et saisonniers rencontrés dans les systèmes photovoltaïques.
Batteries formées d'éléments stationnaires à plaques planes (2V) et grande réserve d'électrolyte.	10 à 3000 Ah	Durée de vie plus courte que les précédentes (nombre de cycles inférieur).
Batteries plomb étanche sans entretien (2V, 6V et 12V).	10 à 500 Ah	Nécessitent très peu de maintenance.
Batteries monobloc dérivées de la batterie automobile.	10 à 500 Ah	Aptitude au cyclage moins élevée. Réservées aux petites installations.

Tab. I. 4 : Types de batteries utilisables pour les applications photovoltaïques [14].



Source : OLDHAM

Fig I. 27 : Batterie stationnaire à plaques tubulaires.



Source : SONNENSCHN

Fig I. 28 : Batterie monobloc.

I. 2. 4. Principe de fonctionnement des batteries au plomb

L'électrode positive est une plaque en plomb renforcée par des nervures entre lesquelles sont disposées des oxydes de plomb. L'électrode négative est une plaque de plomb. L'électrolyte est une solution d'acide sulfurique dont la densité varie en fonction de l'état de charge de la batterie [14].

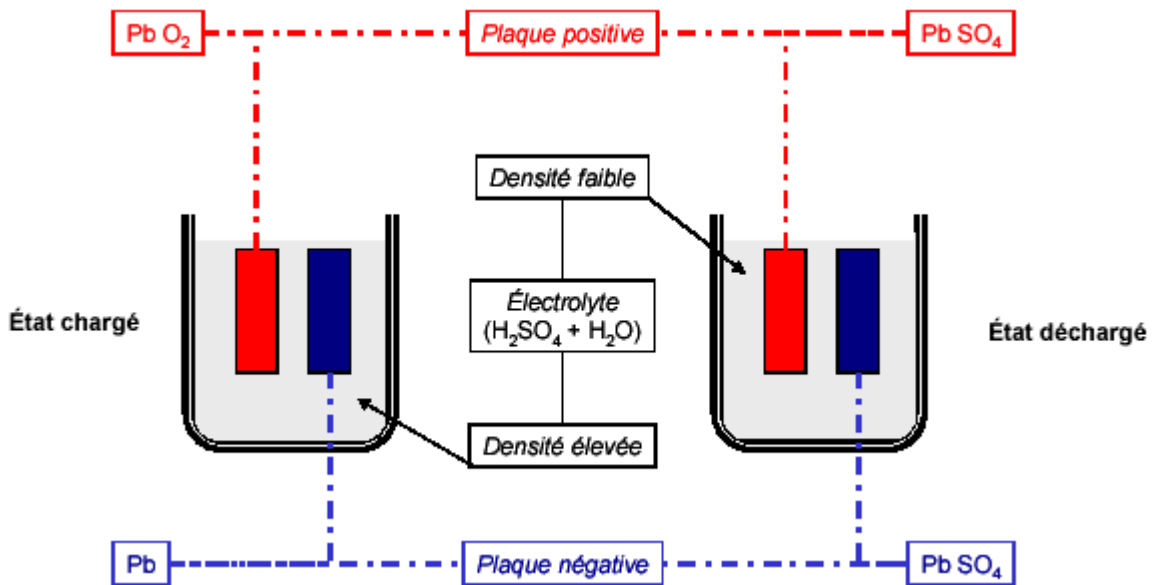
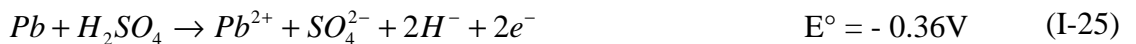


Fig I. 29 : Principe de fonctionnement d'un accumulateur plomb/acide [14].

Le fonctionnement des batteries au plomb est basé sur la réaction d'oxydoréduction suivante :

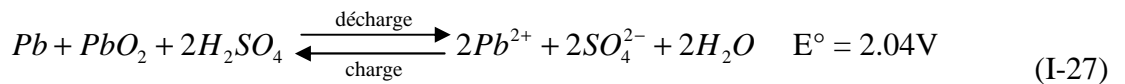
à l'anode :



à la cathode :



réaction globale :



Lors de la décharge, le plomb de l'électrode négative s'oxyde en Pb^{2+} et perd deux électrons (équation I-25). A la cathode, l'oxyde de plomb PbO_2 gagne deux électrons lors de sa réduction en Pb^{2+} (équation I-26). Les protons produits à l'anode et les ions hydroxydes produits à la cathode se recombinaient en eau H_2O (équation I-27).

Les décharges trop profondes peuvent conduire à une perte irréversible de capacité. Trois causes possibles sont à l'origine de ce phénomène :

- transformation irréversible d'une partie de la matière active de l'électrode positive (PbO_2) en cristaux de sulfate de plomb ;
- gonflement progressif et perte de cohésion de la matière active de l'électrode positive ;
- passivation électronique du collecteur de courant de l'électrode positive.

Lors de la charge, les réactions inverses des précédentes se produisent [14].

I. 2. 5. Profondeur de décharge et influence sur la durée de vie

La durée de vie d'une batterie dépend de la profondeur de décharge qu'elle subit. Plus la profondeur de décharge appliquée est importante plus la durée de vie de la batterie sera réduite. Les caractéristiques typiques de la durée de vie d'une batterie au plomb en fonction de la profondeur de décharge sont présentées à la figure (I.30). Les essais ont été réalisés en laboratoire. Lors d'un usage en conditions réelles, le nombre

de cycles peut être différent étant donné que d'autres facteurs comme la température ou l'entretien entre en jeu.

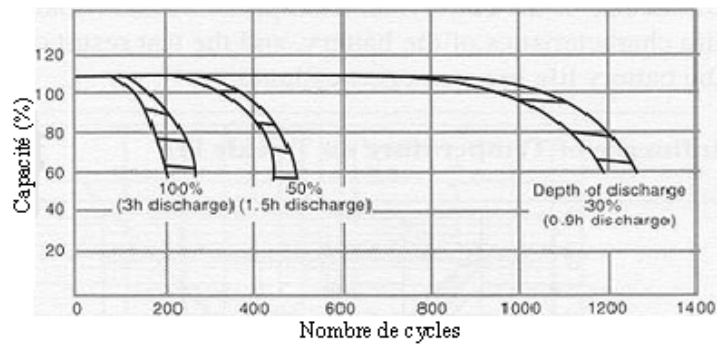


Fig. I. 30 : Nombre de cycles et profondeur de décharge pour batteries au plomb Source [16].

Nous constatons que le nombre de cycles acceptable par la batterie passe de 1200 à 200 pour une profondeur de décharge passant respectivement de 30 % à 100 % [16].

I. 2. 6. Utilisation de l'énergie d'une batterie : la décharge

En règle générale, la fin de décharge typique d'une batterie doit être considérée comme atteinte lorsque 50 % de l'énergie emmagasinée dans la batterie a été délivrée. Si la décharge continue, une chute rapide de tension apparaît et la batterie peut être endommagée. La figure (I. 31) présente la courbe classique de décharge d'une batterie selon sa technologie. Il est clairement visible que la chute de tension est radicale en dessous d'un seuil correspondant à la fin normale de décharge de la batterie. Si ce seuil est fréquemment dépassé la durée de vie de la batterie sera réduite. Les abréviations suivantes sont utilisées sur la figure : SLA : Batteries Plomb acide scellées, Ni-Cd : Nickel-cadmium, Ni-MH : Nickel Hydrure de métal.

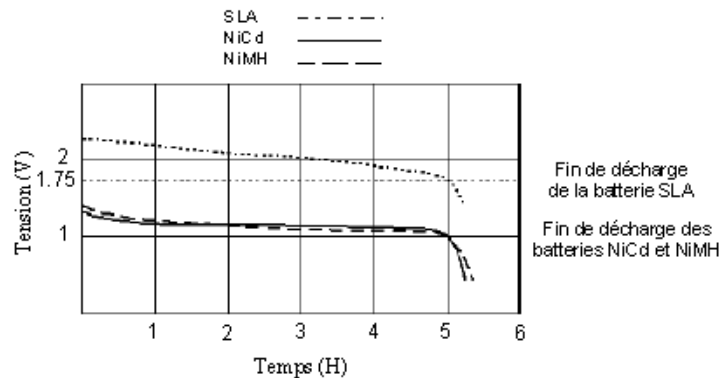


Fig. I. 31 : Décharge des batteries Ni-MH, NI-Cd et Plomb acide (SLA).

Lors de la décharge d'une batterie au plomb on observe deux phénomènes :

- une diminution de la tension aux bornes. La tension passe de 2.4 Volts à 1.8 Volts par élément. Une batterie dite « 12 volts » se compose de 6 éléments ;
- une diminution de la masse volumique de l'électrolyte. Le contrôle de la densité est réalisé avec un « pèse acide » gradué en densité (kg/m³) ou en degré Baumé (°B). La figure (I.32) présente l'équivalence entre les degrés Baumé et la densité (kg/m³).

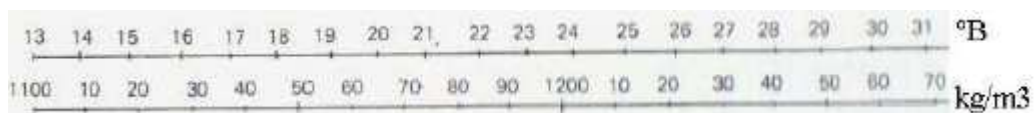


Fig. I. 32 : Équivalence entre degrés Baumé (°B) et la densité (kg/m3).

I. 2. 7. La recharge des batteries

Un chargeur de batteries est composé d'un transformateur diminuant le niveau de tension et d'un pont redresseur convertissant le courant alternatif en continu. Le chargeur idéal devrait vérifier automatiquement le niveau de tension de la batterie afin de limiter la charge ou la décharge lorsque les seuils

maximal ou minimal de tension sont atteints. La recharge influence grandement la durée de vie des batteries. Pour cette raison la recharge doit être effectuée selon une séquence parfaitement contrôlée, assurée par un chargeur adapté au type de batterie. Pour les batteries plomb acide, le courant initial de la recharge est élevé. Il décroît lorsque la tension augmente. Un mauvais contrôle du courant entraîne une élévation de la température et une ébullition de l'électrolyte qui peut s'avérer dangereuse pour la batterie. Le courant de charge maximal d'une batterie est, sauf indication contraire du constructeur, égale à $C/10$, C étant la capacité de la batterie en Ah.

Pour assurer une durée de vie optimale, la recharge des batteries au plomb est divisée en trois phases. Une première phase à courant constant, une seconde phase à tension constante et une troisième phase à courant imposé sans limitation de tension pour assurer un dégagement gazeux qui homogénéise l'électrolyte. Le courant « d'acceptance » est le courant maximal de charge au delà duquel se produit une électrolyse de l'eau contenu dans la batterie. C'est un peu comme la frontière entre charge et électrolyse. La figure (I.33) présente les trois phases de recharge d'un accumulateur plomb acide.

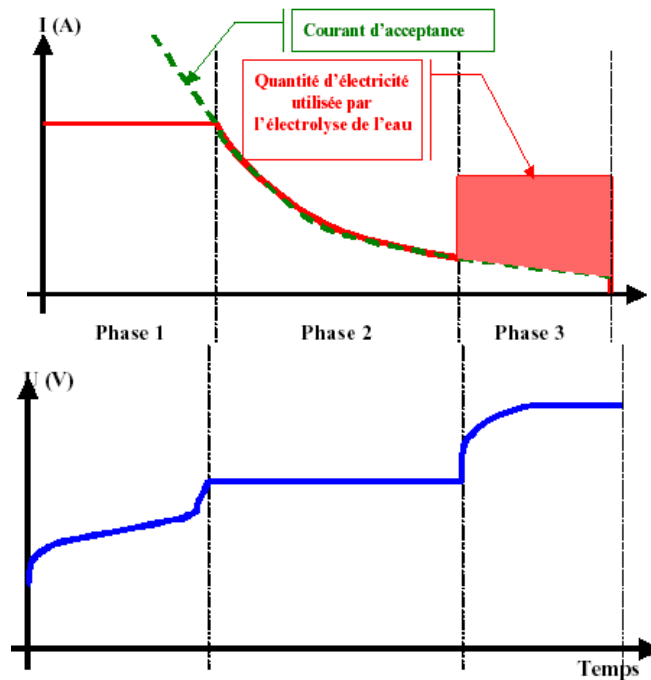


Fig. I. 33 : Phase de recharge d'un accumulateur au plomb acide [15].

I. 2. 8. Pollution environnementale liée à l'utilisation des batteries

Les batteries ne sont pas sans impacts sur l'environnement. Il ne faut pas perdre de vue que les procédés de fabrication et de recyclage peuvent être très énergivores. Une grande partie des batteries plomb acide sont recyclées. Après être démontées, les matériaux sont séparés et réutilisés pour la fabrication de nouvelles batteries [17].

I. 2. 9. Conclusion

La compréhension des phénomènes liés au stockage de l'énergie ou à sa transmission au réseau nous a permis de dégager des principes permettant d'effectuer un choix technologique adéquat et un premier dimensionnement.

Le dispositif de contrôle des batteries ou de gestion de l'interconnexion au réseau joue un rôle important. La mise au point des algorithmes correspondant, ainsi que le dimensionnement final des batteries ou du dispositif électronique de puissance utilisé pour la connexion au réseau nécessite une étude approfondie de l'ensemble du système. Cette étude ne sera possible que moyennant l'utilisation de modèles de la batterie et des dispositifs électroniques de puissance, en plus des modèles du champ photovoltaïque et du ciel déjà cités les semaines précédentes.

I. 3. Comparaison entre les condensateurs, les supercondensateurs et les batteries

Les supercondensateurs ont plusieurs atouts pour les applications de traction électrique. Leur utilisation comme système de puissance secondaire permet de fournir une source de puissance rapidement disponible lors des phases d'accélération et de freinage. En effet, la constante de temps des condensateurs est plus faible que celle des générateurs électrochimiques classiques (décharge possible en quelques secondes) et les supercondensateurs sont capables de fournir une puissance importante sur un temps très court. De plus, en cas de limitation énergétique, l'utilisation d'un supercondensateur associé à une batterie permet d'augmenter la durée de vie de cette dernière en évitant les décharges profondes lors des appels de puissance. Enfin, ce genre de dispositif possède une bonne cyclabilité (plus de 5.105 cycles) et une bonne stabilité du fait de l'absence de réactions électrochimiques aux électrodes. Le tableau suivant nous donne une comparaison entre les trois systèmes de stockage.

	Condensateurs classiques	Supercondensateurs	Batteries
Energie Spécifique (Wh.kg⁻¹)	<0,1	1 à 10	10 à 150
Puissance spécifique (W.kg⁻¹)	<100,000	<10,000	<1,000
Durée de Vie (Cycles)	>500,000	>500,000	1000
Durée de la charge nominale	10 ⁻⁶ à 10 ⁻³ secondes	1 à 30 secondes	1 à 5 heures
Durée de la décharge nominale	10 ⁻⁶ à 10 ⁻³ secondes	1 à 30 secondes	0,3 à 3 heures
Rendement charge/décharge(%)	>95%	85% à 98%	70% à 85%

Tab. I. 5 : Comparaison des différents systèmes de stockage.

D'après les données présentées dans ce tableau, les supercondensateurs se positionnent entre les batteries et les condensateurs classiques. Leur plus grand avantage est leur énergie spécifique bien plus élevée que celle des condensateurs classiques. Mais l'énergie stockée est 10 fois plus faible que l'énergie stockée dans une batterie. Le problème des batteries classiques réside dans leur faible puissance spécifique qui représente 2% de la puissance spécifique d'un supercondensateur ; dans ce domaine les condensateurs restent indétrônables avec une puissance spécifique qui peut atteindre les 100kW.kg⁻¹; ce qui représente dix fois la puissance spécifique d'un supercondensateur. L'autre avantage des supercondensateurs est leur durée de vie importante, avec plus de 5.105 cycles ou plus de 10 ans [5].

I. 4. Bilan sur le système de stockage d'énergie

Dans l'optique de réaliser un véhicule possédant les mêmes performances qu'un véhicule à ligne à contact (véhicule à caténaire), il faut utiliser des sources d'énergie rapides, de ce fait l'utilisation des supercondensateurs est évidente. Toutefois les systèmes de stockage d'énergie à supercondensateur ne peuvent être utilisés que comme compléments énergétiques car il s'apparente à des sources de puissance (la quantité d'énergie stockée est limitée par le volume du pack de supercondensateur).

Le système de stockage réalisé par une association d'éléments de supercondensateurs et contrôlé par une structure buck/boost (voir chapitre II) permet d'obtenir un système de stockage conforme aux exigences d'une utilisation dans un tramway car la dynamique du pack et le rendement global est très élevé [7].

Chapitre II

**Modélisation des éléments du système
photovoltaïque**

II. 1. Introduction

Nous présentons dans ce chapitre, les modèles sélectionnés pour notre outil de simulation. De nombreux articles publiés dans la littérature scientifique portent sur le développement de modèles pour chacun des composants du système. Les résultats obtenus seront en partie réutilisés pour la modélisation de notre système.

Les composants modélisés sont :

- le système champ photovoltaïque : modélisation des modules PV et du module MPPT ;
- le système de stockage d'énergie électrique concernant pack supercondensateurs et le pack batteries (plomb-acide) ;
- et les convertisseurs électriques : DC/DC.

II. 2. Modélisation d'un générateur photovoltaïque

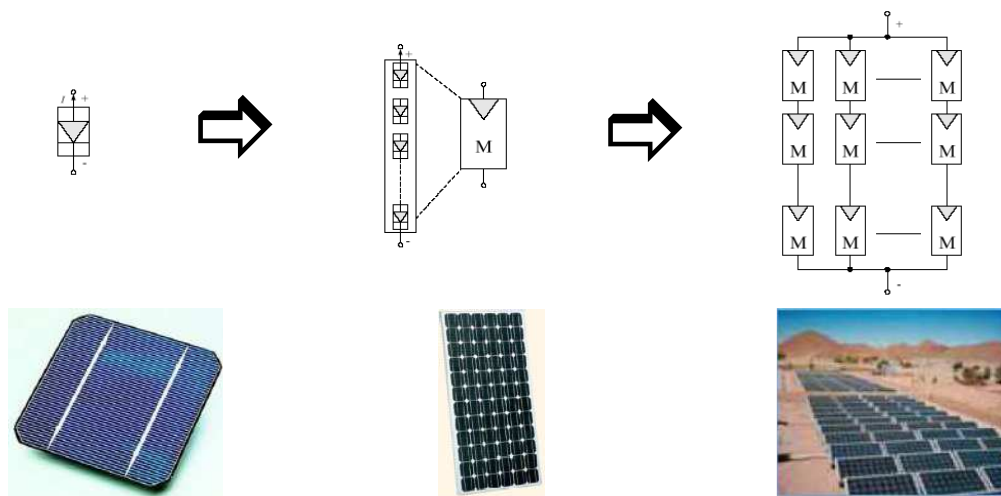
II. 2. 1. Introduction

II. 2. 1. 1. Définition d'un système PV

L'intérêt essentiel des générateurs photovoltaïques est la possibilité d'autonomie énergétique qu'ils permettent. Les premiers générateurs ont été utilisés en 1958 pour les satellites Vanguard, puis très largement par la suite pour l'espace. Les premières installations photovoltaïques utilisées au sol datent de 1956 et ont été conçues pour des applications en sites isolés et principalement dans les pays en voie de développement où les réseaux de distribution d'énergie sont généralement restreints aux grands centres urbains. Les premiers systèmes conçus ne délivraient que de très faibles puissances, de l'ordre de quelques dizaines de watts, pour subvenir à des besoins très spécifiques, tels que balises de navigation ou émetteurs radio.

Un système photovoltaïque se compose d'un champ de modules et d'un ensemble de composants qui adapte l'électricité produite par les modules aux spécifications des récepteurs. Cet ensemble, appelé aussi "Balance Of System" ou BOS, comprend tous les équipements entre le champ de modules et la charge finale, à savoir la structure rigide (fixe ou mobile) pour poser les modules, le câblage, la batterie en cas de stockage et son régulateur de charge, et l'onduleur lorsque les appareils fonctionnent en courant alternatif [18].

L'énergie solaire photovoltaïque désigne l'électricité produite par transformation d'une partie du rayonnement solaire avec une cellule photovoltaïque (Figure. II.1). Plusieurs cellules sont reliées entre elles et forment un module solaire photovoltaïque (Figure. II.2). Plusieurs modules qui sont regroupés dans une centrale solaire photovoltaïque sont appelés champ photovoltaïque (Figure. II.3). Le terme photovoltaïque peut désigner soit le phénomène physique - l'effet photovoltaïque - ou la technologie associée [19,20].



Source : Tenesol

Source : Tenesol

Source : Tenesol

Fig. II. 1 :
Cellule photovoltaïque
(monocristalline).

Fig. II. 2 :
Module photovoltaïque.

Fig. II. 3 :
Champ photovoltaïque.

Les systèmes photovoltaïques sont utilisés depuis 40 ans. Les applications ont commencé avec le programme spatial pour la transmission radio des satellites. Elles se sont poursuivies avec les balises en mer et l'équipement de sites isolés dans tous les pays du monde, en utilisant les batteries pour stocker l'énergie électrique pendant les heures sans soleil [19].

II. 2. 1. 2. Les différentes technologies

Il existe un grand nombre de technologies mettant en oeuvre l'effet photovoltaïque. Beaucoup sont encore en phase de recherche et développement.

Les principales technologies industrialisées en quantité à ce jour sont : le silicium mono ou polycristallin (plus de 80% de la production mondiale) et le silicium en couche mince à base de silicium amorphe ou CIS (Cuivre Indium Sélénium) [19].

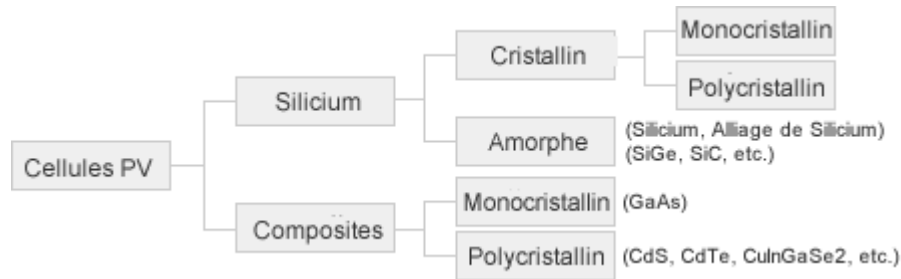


Fig. II. 4 : Les différentes technologies des cellules photovoltaïques [19].

II. 2. 1. 3. Comparatif des différentes technologies

Matériau	Rendement	Longévité	Caractéristiques	Principales utilisations
Silicium mono cristallin	12 à 18% <i>(24,7% en laboratoire)</i>	20 à 30 ans	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Très performant. ▪ Stabilité de production d'W. ▪ Méthode de production coûteuse et laborieuse. 	Aérospatiale, modules pour toits, façades,...
Silicium poly cristallin	11 à 15% <i>(19,8% en laboratoire)</i>	20 à 30 ans	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Adapté à la production à grande échelle. ▪ Stabilité de production d'W. ▪ Plus de 50% du marché mondial. 	Modules pour toits, façades, générateurs...
Amorphe	5 à 8% <i>(13% en laboratoire)</i>		<ul style="list-style-type: none"> ▪ Peut fonctionner sous la lumière fluorescente. ▪ Fonctionnement si faible luminosité. ▪ Fonctionnement par temps couvert. ▪ Fonctionnement si ombrage partiel ▪ La puissance de sortie varie dans le temps. En début de vie, la puissance délivrée est de 15 à 20% supérieure à la valeur nominale et se stabilise après quelques mois. 	Appareils électroniques (montres, calculatrices...), intégration dans le bâtiment
Composite mono cristallin (GaAs)	18 à 20% <i>(27.5% en laboratoire)</i>		<ul style="list-style-type: none"> ▪ Lourd, fissure facilement. 	Systèmes de concentrateurs Aérospatiale (satellites)
Composite poly cristallin (CdS, CdTe, CuiInGaSe2, etc.)	8% <i>(16% en laboratoire)</i>		<ul style="list-style-type: none"> ▪ Nécessite peu de matériaux mais certains contiennent des substances polluantes 	Appareils électroniques (montres, calculatrices...), intégration dans le bâtiment

Tab. II. 1 : Comparatif des différentes technologies.

II. 2. 1. 4. Principe de la conversion photovoltaïque (L'effet photovoltaïque)

L'énergie photovoltaïque (PV) est la transformation directe de la lumière en électricité. A l'encontre de l'énergie solaire passive, qui utilise les éléments structuraux d'un bâtiment pour mieux le chauffer (ou le refroidir), et de l'énergie solaire active, qui utilise un caloporteur (liquide ou gazeux) pour transporter et stocker la chaleur du Soleil (on pense au chauffe-eau), l'énergie photovoltaïque n'est pas une forme d'énergie thermique. Elle utilise une photopile pour transformer directement l'énergie solaire en électricité.

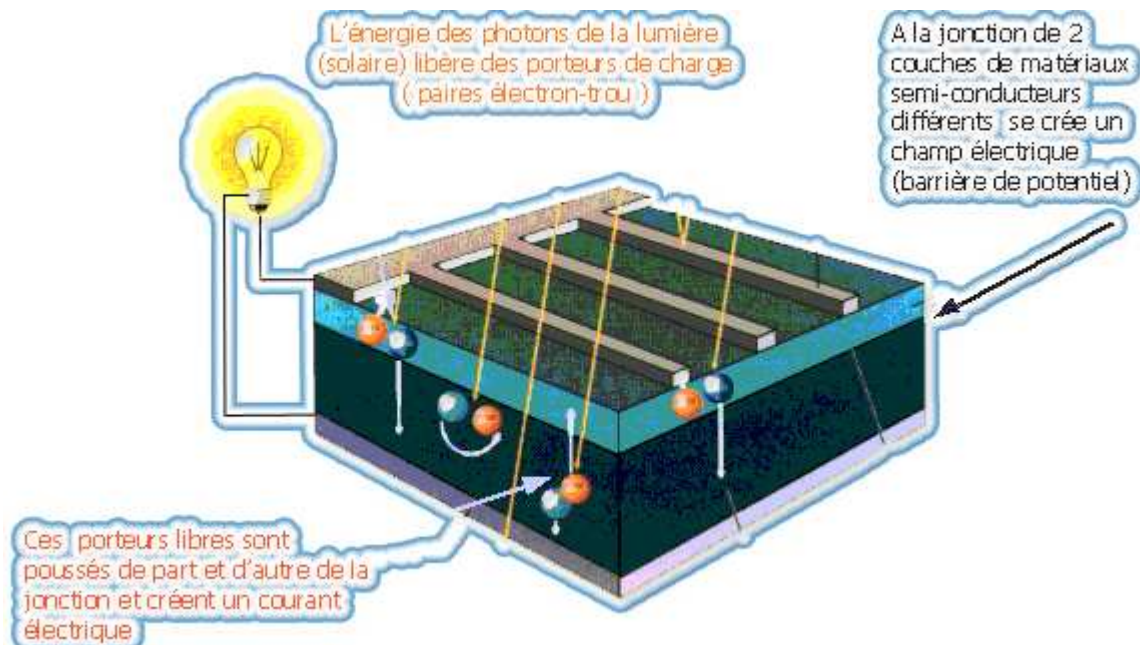
L'effet photovoltaïque, c'est-à-dire la production d'électricité directement de la lumière, fut observé la première fois, en 1839, par le physicien français Edmond Becquerel. Toutefois, ce n'est qu'au cours des années 1950 que les chercheurs de la compagnie Bell Téléphone, aux États-Unis, parvinrent à fabriquer la première photopile, l'élément primaire d'un système photovoltaïque [21].

Les modules solaires sont constitués de cellules photovoltaïques. Les cellules photovoltaïques sont constituées de semi-conducteurs à base de silicium, de sulfure de cadmium, et de tellure de cadmium. Ces composants sont superposés en deux fines plaques de telle sorte qu'il en résulte un contact étroit.

Chaque plaque forme une couche, il y a donc deux couches, la couche supérieure et la couche inférieure.

- La couche supérieure de la cellule est composée de silicium dopé par un élément qui possède plus d'électrons que le silicium. Cette couche possédera donc, en moyenne, une quantité d'électrons supérieure à une couche de silicium pur. Il s'agit d'un semi-conducteur de type *N*.
- La couche inférieure de la cellule est composée de silicium dopé par un élément qui possède moins d'électrons que le silicium. Cette couche possédera donc en moyenne une quantité d'électrons inférieure à une couche de silicium pur. Il s'agit d'un semi-conducteur de type *P*.

Pour qu'il y ait conduction, on crée une jonction *PN*. Lors d'une exposition à la lumière cette dernière doit permettre le passage des électrons entre les deux plaques. Dans les modules solaires, la jonction *PN* ne s'établit qu'en présence d'un photon. Cette jonction *PN* va permettre la formation d'un courant électrique [22].



Source : <http://www.epsic.ch/pagesperso/schneiderd/apelm/sources/cellulesolaire.gif>

Fig. II. 5 : Schéma de principe d'une cellule photovoltaïque.

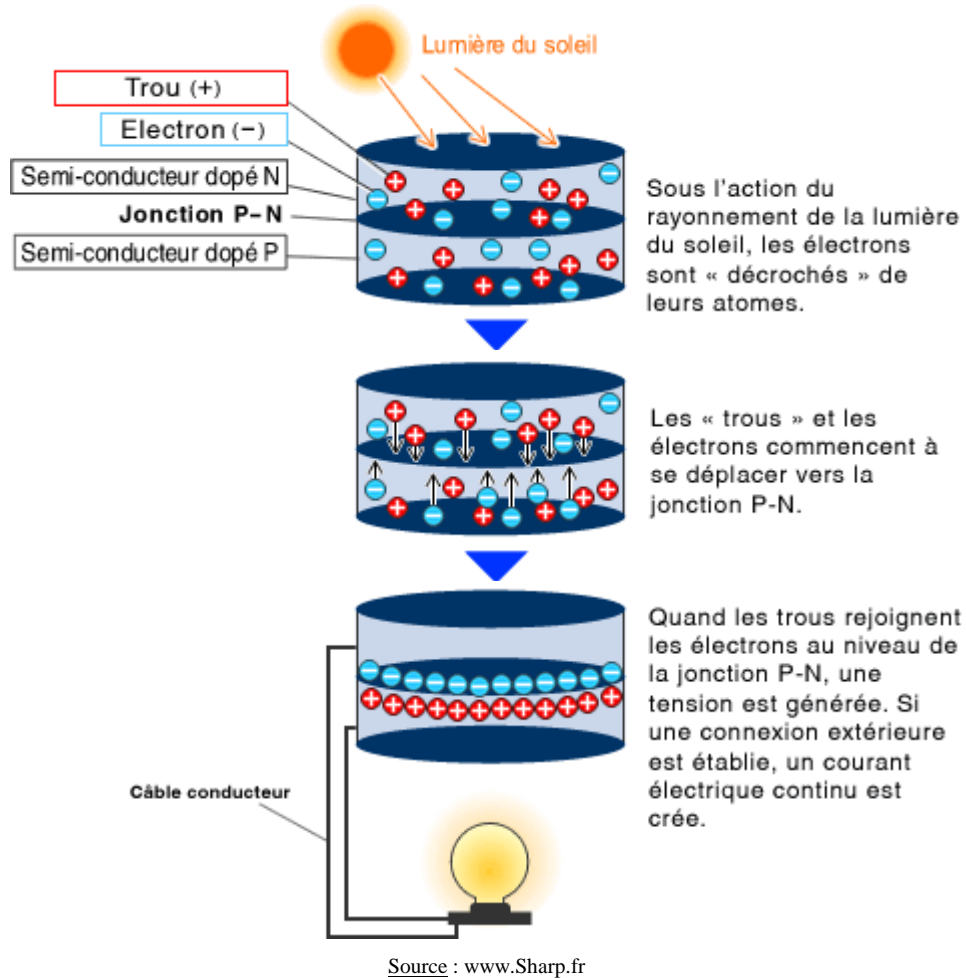


Fig. II. 6 : Principe de l'effet photovoltaïque.

Sous l'action de la lumière (photons) ces cellules génèrent une tension électrique qui se mesure en volt. C'est une transformation d'énergie. La tension obtenue est de l'ordre de 0,5V par cellule [4].

II. 2. 2. Modèle d'une cellule photovoltaïque

II. 2. 2. 1. Modèle d'une cellule photovoltaïque idéale

La cellule photovoltaïque est un dispositif semiconducteur qui se comporte comme une source de courant lorsque conduit par un flux de rayonnement solaire du soleil. Le champ électrique existe en permanence dans les carrefours ou inhomogénéités dans les cellules solaires qui peuvent être qualifiées de silicium des dispositifs à semi-jonction. Une jonction de dispositif semi-conducteur silicium contient une jonction P-N similaire à celle d'une diode, mais dans une cellule solaire, il existe une plus grande surface. La caractéristique électrique d'une diode idéale, inspirée par le Shockley est donnée par l'équation (II-1), où le courant produit est appelé "courant d'obscurité" I_D [23] :

$$I_D = I_S \left(e^{\frac{V_C \cdot q}{k \cdot T_{CK}}} - 1 \right) \tag{II-1}$$

où : I_D : courant d'obscurité (A) ;

I_S : courant de saturation de la diode (A) ;

V_C : tension de la cellule (V) ;

$q = 1.6 * 10^{-19}$ (Cb) ;

$k = 1.38 * 10^{-23}$ (j/K) ;

T_{CK} = température de la cellule (°K).

Le courant dans la cellule produit par l'irradiation solaire est appelée "photo courant" I_{ph} . Sa valeur reste la même quelle que soit la tension externe et, par conséquent, il peut être mesuré par le courant de court-circuit ($I_{CC} = I_{ph}$).

Ce courant varie de façon linéaire avec l'intensité du rayonnement solaire. Le courant est alors décrite comme la différence entre le courant d'obscurité et le photocourant. Si la convention de signes de courant est inversée pour décrire le courant qui est produit par une cellule éclairée (I_C), alors l'équation de la cellule peut être écrite comme indiqué en équation (II-2) :

$$I_C = I_{ph} - I_S \left(e^{\frac{V_C \cdot q}{k \cdot T_{CK}}} - 1 \right) \tag{II-2}$$

où : I_C : courant de la cellule (A) ;

I_{ph} : photocourant (A) ;

G : rayonnement solaire (W/m^2) ;

TA : température ambiante ($^{\circ}C$) ;

$I_l = I_l(G)$;

$V_C = V_C(G, TA)$.

C'est l'équation mathématique qui modélise le comportement d'une cellule photovoltaïque idéale montré dans la figure (II.7). La production de photocourant est modélisée avec une source de courant continu (DC) et le courant d'obscurité est modélisée avec une diode dénommée diode de diffusion [23].

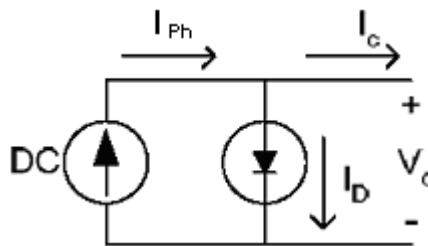


Fig. II. 7 : Circuit model d'une cellule photovoltaïque idéale [23].

II. 2. 2. 2. Modèle d'une cellule photovoltaïque non-idéale (ou réelle)

II. 2. 2. 2. 1. Modèle d'une cellule photovoltaïque avec une seule diode

Le circuit d'un modèle de cellules photovoltaïques souvent utilisé à des fins de recherche est illustré à la figure (II.8).

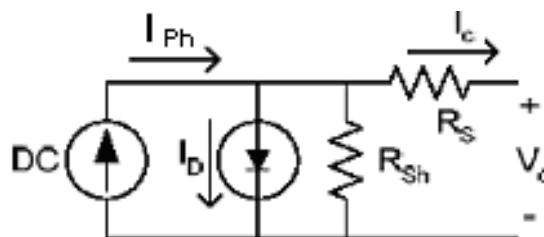


Fig. II. 8 : Modèle électrique d'une cellule solaire avec une seule diode et une résistance shunt [23].

L'équation (II-3) décrit les caractéristiques I-V de cette cellule :

$$I_C = I_{ph} - I_S \left(e^{\frac{(V_C + I_C \cdot R_S) q}{n \cdot k \cdot T_{CK}}} - 1 \right) - \frac{V_C + I_C R_S}{R_{Sh}} \tag{II-3}$$

où : I_C : courant de la cellule (A) ;

I_{CC} : courant de court-circuit de la cellule (A) ;

I_{ph} : photocourant de la cellule (A) ;

I_S : courant de saturation de la cellule (A) ;

V_C : tension de la cellule (V) ;

R_S : résistance série (Ω) ;

R_{Sh} : résistance shunte (Ω) ;

$q = 1.6 \times 10^{-19}$ (Cb) ;

$k = 1.38 \times 10^{-23}$ (j/K) ;

n : constante non-idéalité de la diode.

Note : $I_{ph} = I_{CC}$

La résistance shunt peut être négligé :

$$R_{Sh} = \infty$$

Le circuit équivalent est représenté par la figure (II.9) [23]:

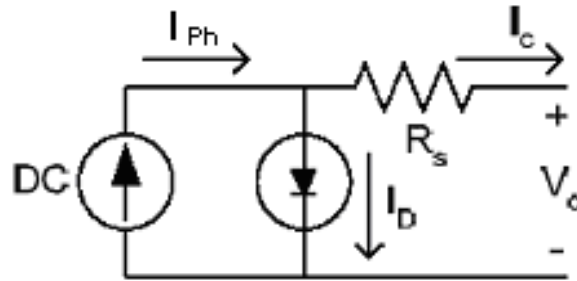


Fig. II. 9 : Modèle électrique d'une cellule solaire sans résistance shunt [23].

$$I_C = I_{ph} - I_S \left(e^{\frac{(V_C + I_C \cdot R_S)q}{n \cdot k \cdot T_{CK}}} - 1 \right) \quad (II-4)$$

V_{th} : la tension thermique. Elle est donnée par :

$$V_{th} = \frac{k \cdot T_{CK}}{q}$$

k constante de Boltzmann, q charge élémentaire de l'électron et T_{CK} température de la jonction de la cellule qui est donnée par la relation suivante :

$$T_{CK} = T_a + (NOCT - 20) \frac{G_i}{800} \quad (II-5)$$

où :

$NOCT$: température nominale de fonctionnement des cellules photovoltaïques dans les conditions suivantes : un ensoleillement de 800 W/m², une température ambiante de 20°C et une masse d'air optique AM égale à 1. (Nominal Operating Cell Temperature),

G_i : irradiation solaire globale du lieu considéré (W/m²),

T_a : température ambiante [24].

La figure (II.10) montre la caractéristique I-V de la cellule solaire pour une certaine irradiation ambiante G_a et une certaine température fixe T_{CK} .

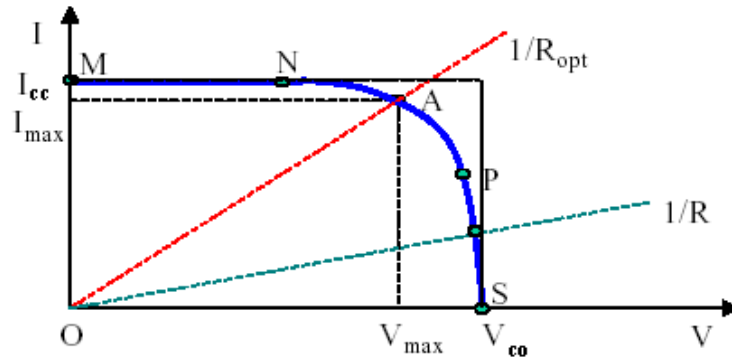


Fig. II. 10 : Caractéristique courant-tension I-V d'une cellule solaire.

Dans la représentation des caractéristiques I-V, un signe de convention est utilisé, qui prend comme positif le courant généré par la cellule lorsque le soleil brille et une tension positive est appliquée aux bornes de la cellule.

Si les bornes de la cellule sont reliées à une résistance variable R , le point de fonctionnement est déterminé par l'intersection de la caractéristique I-V de la cellule solaire avec la caractéristique I-V de la charge (voir la figure II.10). Pour une charge résistive, la caractéristique de la charge est une ligne droite avec une pente $I / V = I / R$. Il convient de souligner que la puissance transmise à la charge dépend de la valeur de la résistance.

Toutefois, si la charge R est petite, la cellule opère dans la région MN de la courbe, où la cellule se comporte comme une source de courant constante, presque égal au courant de court-circuit I_{cc} . D'autre part, si la charge R est grande, la cellule fonctionne sur la région PS de la courbe, où la cellule se comporte davantage comme une source de tension constante, presque égale à la tension en circuit ouvert V_{co} .

Une véritable cellule solaire peut être caractérisée par les paramètres fondamentaux suivants, qui sont également représentées à la figure (II.10) :

a) Courant de court-circuit : $I_{cc} = I_{ph}$. C'est la plus grande valeur du courant généré par une cellule. Elle est produite sous des conditions de court-circuit : $V = 0$.

b) Tension de circuit ouvert correspond à la chute de tension dans la diode (jonction p-n), quand il est traversé par le photocourant I_{ph} (à savoir $I_D = I_{ph}$), à savoir lorsque le courant généré est $I=0$. Il reflète la tension de la cellule dans la nuit et il peut être mathématiquement la formule suivante:

$$V_{co} = \frac{mkT_{CK}}{e} \ln\left(\frac{I_{ph}}{I_S}\right) = V_t \ln\left(\frac{I_{ph}}{I_S}\right) \quad (II-6)$$

où $V_t = \frac{mkT_{CK}}{e}$ est connu sous le nom de tension thermique et T_{CK} est la température absolue de la cellule.

(c) Point de puissance maximale est le point de fonctionnement à (V_{max}, I_{max}) de la figure (II.10), au cours de laquelle la puissance dissipée dans la résistance de charge est maximale:

$$P_{max} = I_{max} \cdot V_{max} \quad (II-7)$$

(d) Maximum d'efficacité est le rapport entre la puissance maximale et la puissance de la lumière incidente :

$$\eta = \frac{P_{max}}{P_{in}} = \frac{I_{max} \cdot V_{max}}{AG_a} \quad (II-8)$$

où G_a est l'irradiation ambiante et A est la zone de la cellule.

(e) Fill factor est le rapport entre la puissance maximale qui peut être transmise à la charge et le produit de I_{CC} et V_{CO} :

$$FF = \frac{P_{\max}}{I_{CC} \cdot V_{CO}} = \frac{V_{\max} \cdot I_{\max}}{I_{CC} \cdot V_{CO}} \quad (\text{II-9})$$

Le fill factor est la mesure réelle de la caractéristique I-V. Sa valeur est supérieure à 0,7 pour une bonne cellule. Le fill factor diminue lorsque la température de la cellule est augmentée.

Dans la figure (II.10), une caractéristique I-V d'une cellule solaire pour seulement une certaine irradiation ambiante G_a et que certaine température de la cellule T_c est illustrée. L'influence de l'irradiation ambiante G_a et la température de la cellule T_c sur les caractéristiques de la cellule est présentée dans la figure (II.11) [25].

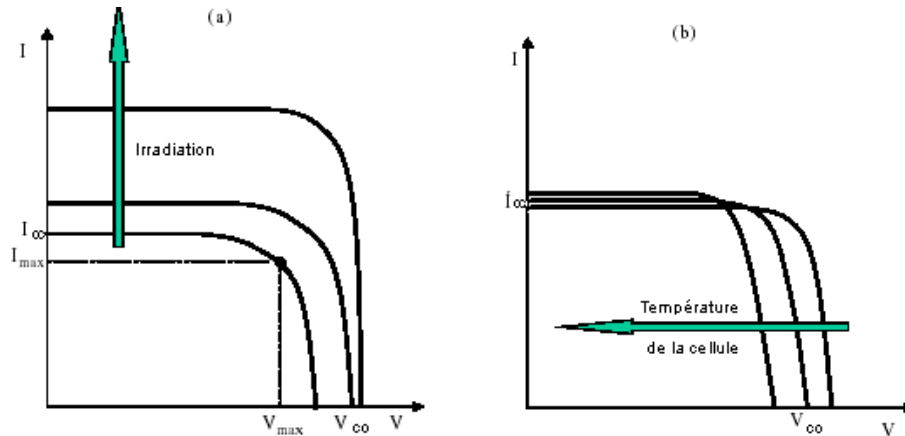


Fig. II. 11 : Influence de l'irradiation ambiante (a) et la température de la cellule (b) sur les caractéristiques de la cellule.

II. 2. 2. 2. Modèle d'une cellule photovoltaïque avec deux diodes

Mesures réelles sur des cellules dans diverses conditions de fonctionnement, cependant, montrent la nécessité d'un modèle plus sophistiqué. En particulier, la résistance interne de dispositif doit être pris en considération. Ceci mène à largement utilisé "modèle de deux diode" comme le montre la figure (II.12) [26].

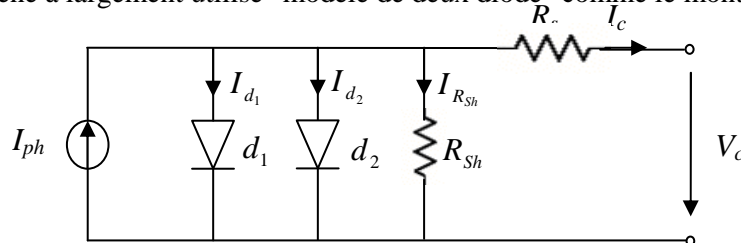


Fig. II. 12 : Modèle électrique d'une cellule solaire avec deux diodes et une résistance shunt [26].

La figure (II.12) est une représentation du modèle mathématique de la caractéristique courant-tension, qui est donné par [26,27] :

$$I_C = I_{ph} - I_{S1} \left[e^{\frac{q(V_C + I_C R_S)}{n_1 k T_{CK}}} - 1 \right] - I_{S2} \left[e^{\frac{q(V_C + I_C R_S)}{n_2 k T_{CK}}} - 1 \right] - \frac{V_C + I_C R_S}{R_{Sh}} \quad (\text{II-10})$$

I_C et V_C sont le courant de sortie et la tension de sortie de la cellule photovoltaïque, I_{ph} est photocourant généré, I_{S1} et I_{S2} les courants de saturation de la diode, n_1 et n_2 les facteurs d'idéalité de la diode, R_S et R_{Sh} la résistance série et shunt (ou parallèle) respectivement, et T_{CK} est la température absolue en Kelvin. L'équation contient également la charge élémentaire constante q ($1,602 \cdot 10^{-19} \text{C}$) et la constante de Boltzmann k ($1,380 \cdot 10^{-23} \text{J/K}$). Le photo-courant I_{ph} est égale à sa valeur maximums d'insolation¹ avec S en pourcent ($I_{ph} = S I_{ph, \max}$).

¹ Dérivé de la définition des conditions de test standard (Standard Test Conditions STC) pour les panneaux solaires, un ensoleillement maximum de 1000 W/m^2 est supposé. STC sont les valeurs d'essai de référence de la température de cellule ($25 \text{ }^\circ\text{C}$), d'irradiation dans le plan (1000 W/m^2) et de référence du spectre de la masse d'air solaire ($AM = 1,5$) pour le module photovoltaïque (PV) ou essai de cellule PV, défini dans CEI 61829 (1995-03).

Il est évident à partir de l'équation (II-10), que la caractéristique courant-tension dépend fortement de l'ensoleillement et de la température. La dépendance de la température est encore amplifiée par les propriétés du photo-courant I_{ph} et des courants de saturation inverse de la diode [26].

$$I_{ph}(T_{CK}) = I_{ph}|_{(T_{CK}=298K)} \left[1 + (T_{CK} - 298K) \cdot (5 \cdot 10^{-4}) \right] \quad (II-11)$$

$$I_{S_1} = K_1 T_{CK}^3 \cdot e^{-\frac{E_g}{kT_{CK}}}, \quad (II-12)$$

$$I_{S_2} = K_2 T_{CK}^{\frac{5}{2}} \cdot e^{-\frac{E_g}{kT_{CK}}}, \quad (II-13)$$

où E_g est la bande-trou (band-gap) d'énergie du semiconducteur et

$$K_1 = 1,2 \text{ A/cm}^2 \cdot K^3, \quad (II-14)$$

$$K_2 = 2,9 \cdot 10^5 \text{ A/cm}^2 \cdot K^{5/2}. \quad (II-15)$$

II. 2. 3. Modèle d'un module photovoltaïque

II. 2. 3. 1. Introduction

Les cellules sont généralement regroupées en "modules", qui sont encapsulés avec divers matériaux pour protéger les cellules et les connecteurs électriques de l'environnement. Les constructeurs fournissent des cellules photovoltaïques dans les modules, composé de N_{PM} branches parallèles, chacun avec N_{SM} cellules solaires en série, comme le montre la figure (II.13).

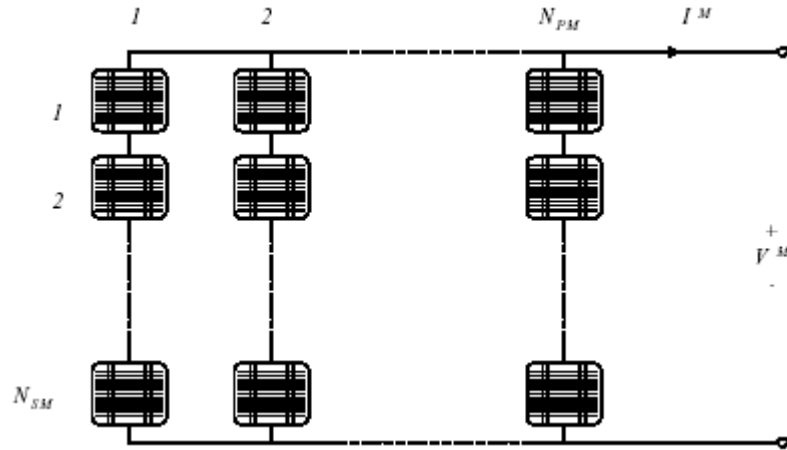


Fig. II. 13 : Le module PV se compose de N_{PM} branches parallèles, chacun de N_{SM} cellules solaires en série [23].

Le modèle utilisé pour simuler les performances du module PV (groupement de cellules en série) est déduit du modèle de la caractéristique d'une cellule solaire par l'équation suivante, avec z cellules photovoltaïques raccordées en série [23,26] :

$$I = I_{ph} - I_{S_1} \left[e^{\frac{q(V+IzR_s)}{z_1 k T_{CK}}} - 1 \right] - I_{S_2} \left[e^{\frac{q(V+IzR_s)}{z_2 k T_{CK}}} - 1 \right] - \frac{V + I z R_s}{z R_{sh}}. \quad (II-16)$$

Un module photovoltaïque est composé d'une série et en parallèle de cellules solaires, avec les autres composants de blocage et de dérivation des diodes. Bien que la fabrication et la taille des cellules solaires varie, en général une seule cellule a une tension relativement faible capacité de manutention de l'ordre de 0,6 V. Afin d'emballer les cellules solaires comme un dispositif plus pratique la plupart des fabricants de produire des modules solaires, un groupe de cellules solaires connectées en série et en parallèle afin d'accroître la capacité de manipulation de la tension et le courant. Si une variété de connexion existe pour

une multitude d'applications, un système commun pour la PHV modules utilisés dans la grille liée production d'électricité est une connexion de 72 cellules en série. A titre d'exemple, le Shell SQ150-PC module qui est composé des nominale de tension et de courant de 34 V, 4,4 A [23].

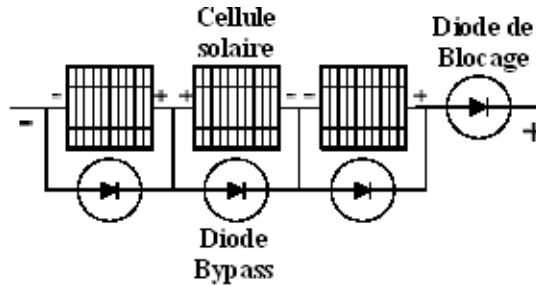
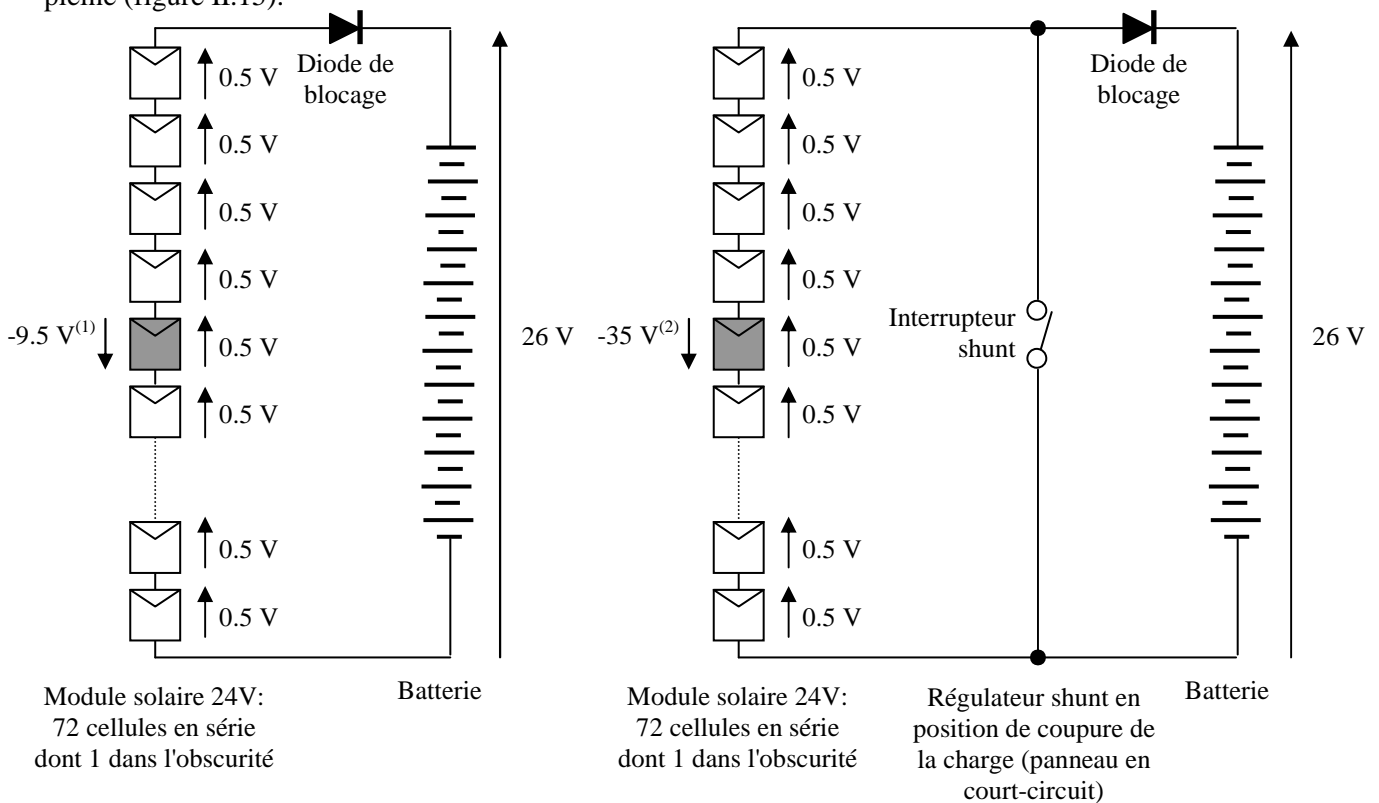


Fig. II. 14 : Chaîne de cellules avec déviation (Bypass) et le blocage des diodes [23].

➤ Hot-spots et diodes By-pass

Il arrive qu'un module au silicium ne soit pas exposé uniformément à la lumière, il peut en effet y avoir des taches d'ombre, et dans le pire des cas, une feuille morte qui masque complètement une cellule. Que ce passe-t-il dans ce cas ? Les cellules étant câblées en série, le courant total est nivelé par le bas (la cellule la plus faible impose son courant aux autres) donc lorsqu'une cellule ne débite plus parce qu'elle n'est plus exposée au rayonnement, le courant de l'ensemble de la chaîne tend vers zéro.

Mais il y a pire : la cellule ainsi masquée devient réceptrice de toutes les autres de la série, elle reçoit en tension inverse la somme de toutes leurs tensions. Elle se met donc à chauffer, d'où le nom bien connu de *hot-spot*, ou "point chaud", pour décrire ce problème. Il est indispensable de s'en protéger, les dommages pouvant aller jusqu'à l'incendie, cela s'est vu. Sur des panneaux de tension 24 V et plus, non protégés, la tension inverse ainsi appliquée sur la cellule masquée peut dépasser largement sa tension de claquage (30 à 35 V). Ceci arrive lorsque le régulateur est de type "shunt" et court-circuite les panneaux en cas de batterie pleine (figure II.15).



Module solaire 24V:
72 cellules en série
dont 1 dans l'obscurité

Module solaire 24V:
72 cellules en série
dont 1 dans l'obscurité

Régulateur shunt en position de coupure de la charge (panneau en court-circuit)

(1) Grossièrement : $71 \times 0.5 - 26 = 9.5 \text{ V}$

(2) Grossièrement : $71 \times 0.5 = 35.5 \text{ V}$

(a) En charge normale.

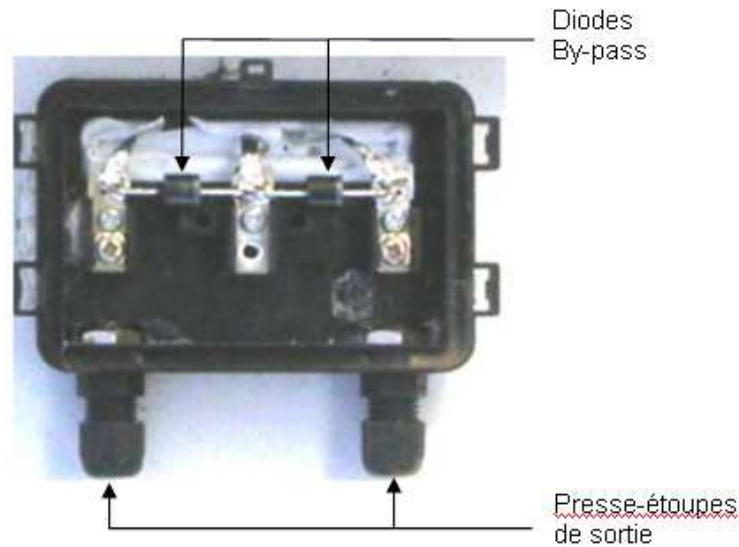
(b) Lors de la mise en court-circuit du module par un régulateur shunt.

Fig. II. 15 : Phénomène de hot-spot sur module 24 V non protégé : une cellule occultée reçoit une tension inverse [14].

Et sur les panneaux de plus faible tension, l'échauffement seul provoque au minimum des dégâts irréversibles (détérioration des contacts, de la couche antireflet ...). Cela peut se voir directement à l'œil nu d'après la couleur des cellules sur les panneaux endommagés : celles qui sont devenues brunes ont subi un *hot-spot* (comme cela arrive aussi à des cellules mal ventilées, situées devant des boîtes de jonction).

La parade contre ce phénomène est heureusement assez simple et devrait être appliquée systématiquement par les constructeurs. Il faut câbler une diode en parallèle par groupe de cellules. En plaçant ainsi une diode by-pass par série de 18 cellules, soit 2 par panneau 36 cellules, on maintient la tension inverse appliquée à la cellule ombrée à moins de 10 V, ce qui engendre un échauffement limité en cas de hot-spot, généralement inférieur à 60°C, ce qui est bien supporté par les modules actuels.

Ces diodes sont généralement placées dans la boîte de jonction en sortie de panneau (figure II.16) [14].



Source : http://www.aborcas.com/Panneau_solaire_100.htm

Fig. II. 16 : Montage des diodes by-pass en sortie de module [14].

➤ **Diodes anti-retour (ou de blocage)**

Dans le cas de plusieurs chaînes de cellules mises en parallèle sur une charge, le risque est que des chaînes de cellule éclairées débitent dans des chaînes ombrées ou que la charge ne se décharge à travers le générateur. On dispose pour cela de diodes anti-retour mises en série avec le GPV (de blocage) comme le montre la figure (II.17). Cette diode est indispensable quand la charge du module PV est une batterie. En fait, cette diode évite que la batterie ne débite sur le module PV pendant la nuit. La figure (II.17) montre les caractéristiques I(V) d'une cellule solaire, ensoleillée, puis dans l'obscurité.

Comme nous pouvons le voir, quand la cellule est dans l'obscurité, une batterie pourrait se décharger à travers la cellule si nous ne disposons pas d'une diode de blocage.

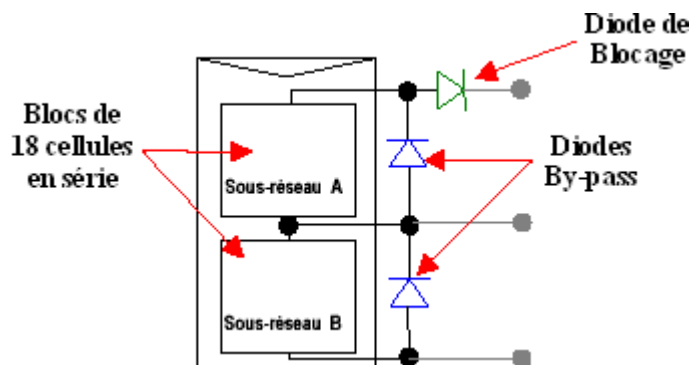


Fig. II. 17 : Schématisation d'un GPV élémentaire avec diodes by-pass et diode anti-retour [28].

La figure (II.18) montre les caractéristiques I(V) d'une cellule solaire, ensoleillée, puis dans l'obscurité.

Comme nous pouvons le voir, quand la cellule est dans l'obscurité, une batterie pourrait se décharger à travers la cellule si nous ne disposons pas d'une diode de blocage [28].

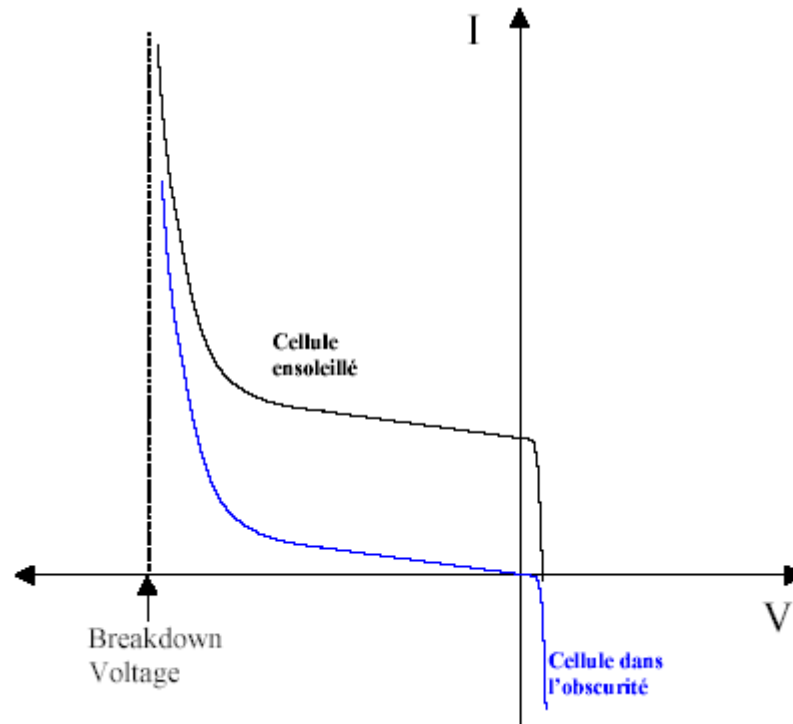


Fig. II. 18 : Caractéristiques I-V d'une cellule solaire ensoleillée et dans l'obscurité [28].

II. 2. 3. 2. Point de puissance maximale (MPP)

Dans les systèmes réels, le champ peut être raccordé à un appareil permettant de tirer parti du maximum de puissance solaire disponible au niveau du champ (MPPT, Maximum Power Point Tracking) en ajustant le niveau de tension sur la courbe caractéristique du module. L'intégration du module MPPT simplifie les équations présentes dans le modèle à une diode. Une seule équation empirique (équation II-17) permet de connaître, en fonction des caractéristiques du constructeur du module, la puissance maximale P_{max} disponible à ses bornes, dans les conditions d'ensoleillement et de température considérées.

$$P_{max} = \frac{G_i}{G_i^0} \times [P_{max}^0 + \mu P_{max} \times (T_M - T_M^0)] \quad (II-17)$$

avec : G_i : irradiation solaire globale du lieu considéré (W/m²) ;

$G_i^0 = 1000$ W/m² : irradiation solaire dans les conditions standards ;

P_{max}^0 : puissance maximale du module dans les conditions standards ;

μP_{max} : coefficient de variation de la puissance en fonction de la température ;

T_M : température de fonctionnement du module en fonction de l'irradiation solaire et de la température ambiante, définie ci-après ;

$T_M^0 = 25$ °C : température du module dans les conditions standards [29].

Le rendement η_{PV} de conversion du champ photovoltaïque est donné par la relation suivante :

$$\eta_{PV} = \frac{P_S}{G_i \cdot A \cdot S} \quad (II-18)$$

S : surface du module photovoltaïque (m²) ;

P_S : puissance à la sortie du champ photovoltaïque (W) [24].

La courbe P-V montrée à la figure (II.19) partage la température et l'ensoleillement des dépendances indiquées dans les figures (II.11 a et b), en raison de la valeur de la tension de fonctionnement optimale V_{mp} qui varie constamment avec les changements dans ces conditions environnementales. Dans ces conditions, un mécanisme de poursuite du point maximum de puissance (MPPT) peut contribuer à augmenter de façon

significative la puissance de sortie d'un système d'énergie solaire en ajustant la charge du système de manière à ce que la tension V sera toujours égale à la tension de fonctionnement optimale V_{mp} :

$$V = V_{mp} + \varepsilon; \tag{II-19}$$

avec ε étant aussi le plus petit que possible.

L'importance du maintien de la tension de fonctionnement aussi proche que possible de V_{mp} est illustrée dans la figure (II.19). Si la tension de fonctionnement diffère de V_{mp} d'environ 10% comme indiqué par V_1 , il en résultera une réduction de puissance de sortie de près de 25%.

La comparaison des systèmes avec et sans des dispositifs de poursuivre le point maximum de puissance montre que les unités avec la sortie de MPPT 80-90% de leur puissance maximale théorique, alors que les unités sans MPPT fonctionnent à 30% de leur sortie de la puissance maximale [26].

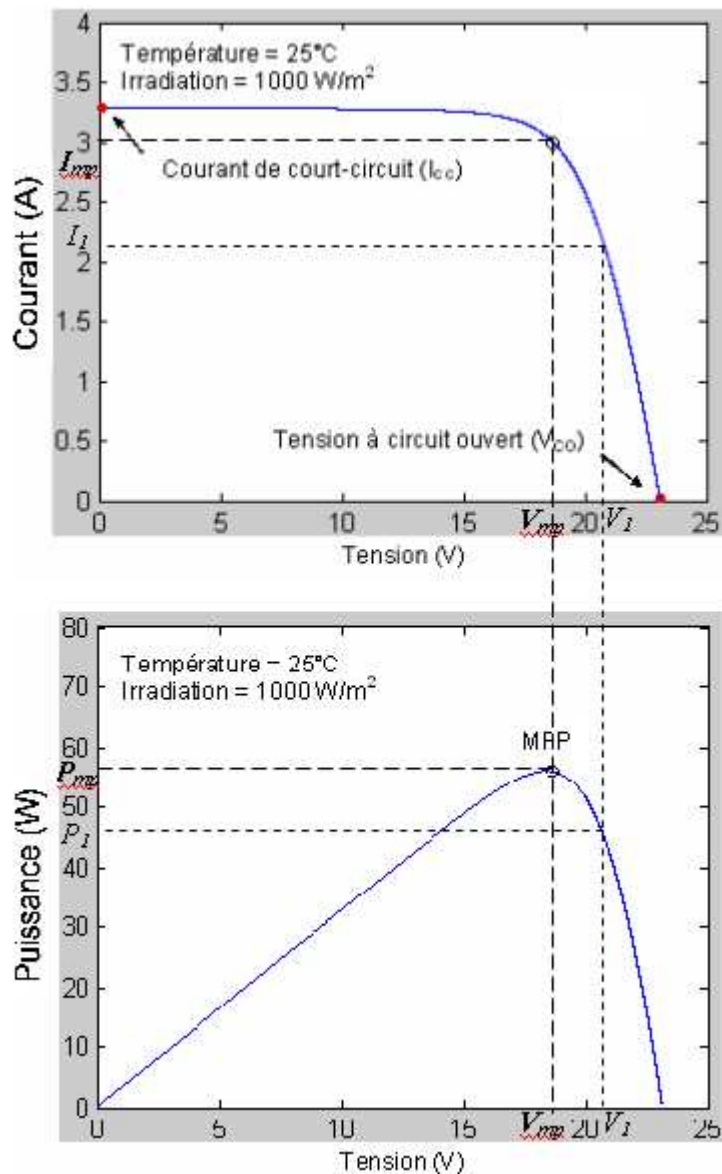


Fig. II. 19 : Point maximum de puissance MPP et la tension V_{mp} et le courant I_{mp} correspondant pour un module photovoltaïques de 168 cellules en série fonctionnant à STC.

II. 3. Modélisation des systèmes de stockage d'énergie électrique

II. 3. 1. Modélisation des supercondensateurs

L'utilisation de supercondensateurs comme système de stockage d'énergie à bord du véhicule passe par la réalisation d'un pack en associant plusieurs éléments en série et en parallèle. Les modélisations d'un élément et d'un pack sont présentées ici, ainsi que la mise en oeuvre d'un système d'équilibrage des tensions des éléments de supercondensateur dans le pack.

II. 3. 1. 1. Modèle d'un supercondensateur

Le modèle équivalent est un condensateur en série avec une résistance:

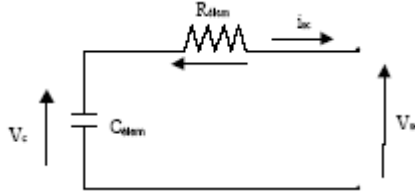


Fig. II. 20 : Modèle d'un élément [30].

Définissons la convention utilisée pour l'analyse de ce circuit. Les puissances sont définies par :

$$P_{SC} = V_{SC} \cdot I_{SC} \quad \text{et} \quad P_C = V_C \cdot I_C \quad (\text{II-20})$$

La convention utilisée est :

- $P_{SC} > 0$ en traction (décharge du pack SC).
- $P_{SC} < 0$ en freinage (charge du pack SC).

La capacité est considérée constante à la valeur C_{serv} soit :

$$C_{élem} = C_{serv} \quad (\text{II-21})$$

Soit Q la quantité de charge stockée sur l'armature du supercondensateur, elle s'écrit :

$$Q(t) = C_{élem} \cdot V_C(t) \quad (\text{II-22})$$

Ces caractéristiques électriques (I, P, E) du supercondensateur sont donc :

$$I_{SC}(t) = -\frac{dQ(t)}{dt} = -\frac{d}{dt}[C_{élem} V_C(t)] = -C_{élem} \frac{dV_C(t)}{dt} \quad (\text{II-23})$$

$$P_C(t) = V_C(t) I_{SC}(t) = C_{élem} V_C(t) \frac{dV_C(t)}{dt} \quad (\text{II-24})$$

$$E_{1 \rightarrow 2} = \int_{\tau_1}^{\tau_2} P_C(t) dt = \int_{\tau_1}^{\tau_2} C_{élem} V_C(t) dV_C(t) = \left[\frac{1}{2} C_{élem} V_C^2 \right]_{V_{C1}}^{V_{C2}} \quad (\text{II-25})$$

L'énergie maximale E_{max} contenue dans un supercondensateur est calculée pour la tension de service V_{C_serv} :

$$E_{MAX} = \frac{1}{2} C_{élem} V_{C_serv}^2 \quad (\text{II-26})$$

La profondeur de décharge k est définie par le rapport entre la tension maximale V_{Cmax} et la tension minimale V_{Cmin} d'un élément : $k = \frac{V_{Cmin}}{V_{Cmax}}$

L'énergie maximale utilisable E_{util} est calculée entre la tension maximale et la tension minimale de service :

$$E_{util} = \left[\frac{1}{2} C_{elem} V_C^2 \right]_{V_{Cmin}}^{V_{Cmax}} = \left[\frac{1}{2} C_{elem} V_C^2 \right]_{kV_{Cmax}}^{V_{Cmax}} = (1 - k^2) E_{max} \quad (II-27)$$

En règle générale, $k = 1/2$:

$$E_{util} = \frac{3}{4} E_{MAX} \quad (II-28)$$

L'énergie d'un élément est donc définie par : $E_{elem}(t) = \frac{1}{2} C_{elem} V_C^2(t)$

II. 3. 1. 2. Modèle du pack SC

Le pack SC est constitué de supercondensateurs branchés en série (N_s) et en parallèle (N_p) dont le modèle équivalent est un condensateur C_{elem} en série avec une résistance R_{elem} :

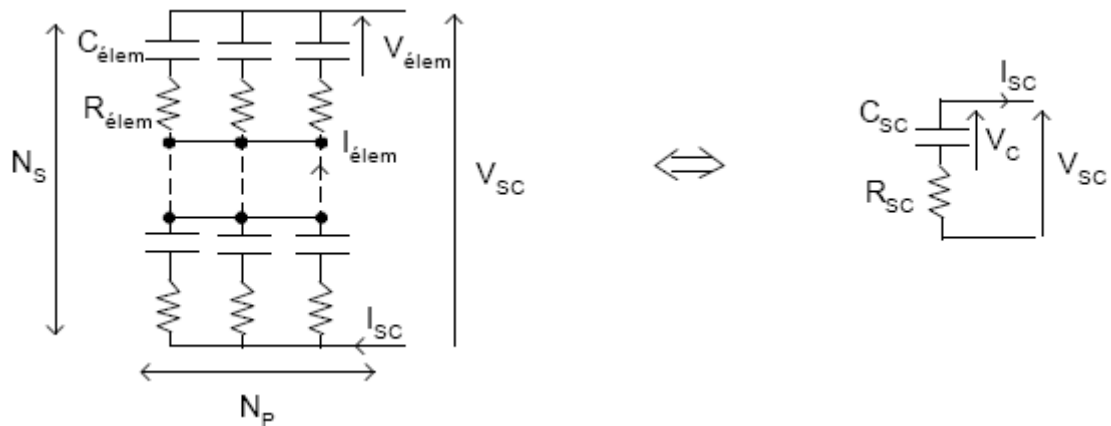


Fig. II. 21 : Modèle d'un pack de supercondensateurs [30].

A partir de la figure précédente nous pouvons calculer la capacité et la résistance globale du pack de supercondensateur par :

$$C_{SC} = \frac{N_p}{N_s} C_{elem} \quad \text{et} \quad R_{SC} = \frac{N_s}{N_p} R_{elem} \quad (II-29)$$

De la même manière nous trouvons :

$$V_C = N_s V_{elem} \quad \text{et} \quad I_{SC} = N_p I_{elem} \quad (II-30)$$

NB : C'est ce modèle qui sera utilisé par la suite des travaux.

L'énergie du pack E_{pack} de supercondensateur est donnée par :

$$E_{pack} = \frac{1}{2} C_{SC} V_C^2 = N_p \cdot N_s \cdot \left(\frac{1}{2} C_{elem} V_{elem}^2 \right) \quad (II-31)$$

De même la puissance P_{pack} du pack s'écrit :

$$P_{pack} = V_C I_{SC} - R_{SC} I_{SC}^2 = N_p \cdot N_s \cdot (V_{elem} \cdot I_{elem} - R_{elem} \cdot I_{elem}^2) \quad (II-32)$$

L'état de charge (State Of Charge en anglais), appelé SOC, caractérise la quantité d'énergie présente dans le pack SC. Il vaut « 1 » lorsque le pack est complètement chargé et « 0 » lorsqu'il est chargé à sa valeur minimale:

$$SOC = \frac{1}{1 - k^2} \left(\frac{E_{pack}}{E_{max}} - k^2 \right) = \frac{1}{1 - k^2} \left(\frac{V_C^2}{V_{Cmax}^2} - k^2 \right) \quad (II-33)$$

En règle générale, $k = 1/2$, le SOC vaut alors [31] :

$$SOC = \frac{4}{3} \left(\frac{E_{pack}}{E_{max}} - \frac{1}{4} \right) \tag{II-34}$$

II. 3. 1. 3. Système d'équilibrage

La tension maximale en charge d'un élément de supercondensateur est limitée pour des raisons technologiques à une tension de 2.5V. De ce fait l'utilisation des supercondensateurs dans des applications de forte puissance ne peut se faire quand associant plusieurs éléments en série pour pouvoir atteindre des tensions importantes.

Cette association en série ne peut se faire simplement car la valeur de chaque élément varie. De ce fait les tensions en fin de charge seront différentes entre chaque élément. Pour palier ce problème, il faut mettre en place un système d'équilibrage des tensions. Nous pourrions ainsi exploiter pleinement les capacités de stockage des éléments. De plus ce système permet d'éviter les surtensions aux bornes des éléments. Il existe différents types de circuit d'équilibrages, des systèmes passifs constitués de résistances ou de diodes zéner, ou des systèmes actifs réalisés avec des convertisseurs statiques (exemple circuit Buck/Boost) [32].

II. 3. 1. 3. 1. Système d'équilibrage avec résistance

La structure de ce système est très simple puisque elle consiste à connecter une résistance en parallèle de chaque élément de supercondensateur :

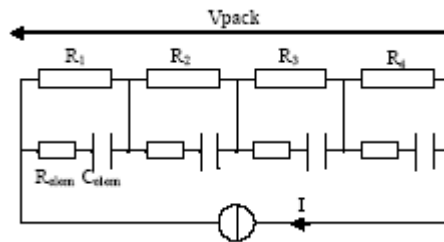


Fig. II. 22 : Système d'équilibrage résistif [30].

La valeur de la résistance est déterminée par plusieurs critères. Le critère principal est de limiter la valeur maximale de la tension aux bornes de l'élément [7].

L'expression de la tension d'un condensateur va permettre de déterminer la valeur de la résistance à mettre en parallèle connaissant la valeur du courant. Nous rappelons cette expression :

$$V_C(t) = R.I. \left(1 - e^{-t/\tau} \right) \text{ avec : } \tau = R.C \tag{II-35}$$

En régime permanent (t tends vers l'infini), l'expression devient : $V_c = R.I$. Connaissant la valeur finale de la tension du supercondensateur et la valeur du courant, on peut en déduire la valeur de R . Des systèmes plus complexes ne connectent la résistance que si un déséquilibre important en tension est détecté, ce système est utilisé par SAFT pour les accumulateurs Lithium-Ion [9].

Cette structure a trois inconvénients :

- ⊖ limitation de la dynamique du pack de supercondensateur ;
- ⊖ rendement très faible (10%) lié à la dissipation d'énergie dans les résistances ;
- ⊖ l'équilibrage est calculé pour une valeur de courant donnée [7].

II. 3. 1. 3. 2. Système d'équilibrage avec diodes zéner

Les diodes zéner sont mises en parallèle sur les éléments :

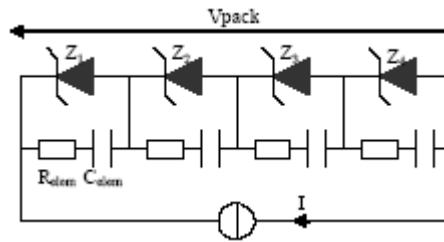


Fig. II. 23 : Système d'équilibrage avec diodes zéner [30].

La tension maximale acceptée par les éléments de supercondensateur détermine la tension zéner des diodes. Une difficulté de ce système d'équilibrage est de trouver la diode zéner qui convient pour une application donnée (I_{nom} , V_{Cmax}). Cette solution offre cependant un meilleur rendement (90%) et une meilleure dynamique que le système résistif. Le principal *inconvenient* de cette solution est l'utilisation des diodes zéner qui dissipent de l'énergie quand la tension aux bornes de l'élément a atteint sa valeur maximale. Cette dissipation peut être très importante si beaucoup d'éléments atteignent leur tension limite. Pour pallier ces problèmes, il faut utiliser des structures basées sur l'utilisation de convertisseurs statiques permettant de limiter les pertes par dissipation dans le système d'équilibrage [7].

II. 3. 1. 3. 3. Système d'équilibrage avec circuit Buck/Boost

A. Principe de fonctionnement

Le principe de ce système est de dévier une partie du courant I, en utilisant deux sources de courant auxiliaire pour obtenir une dynamique de charge ou de décharge identique pour les deux condensateurs [32].

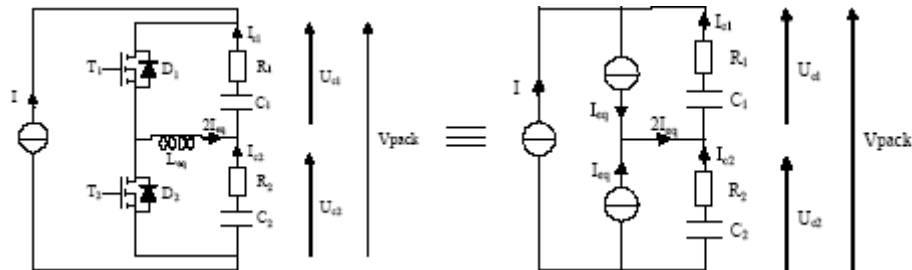


Fig. II. 24 : Système d'équilibrage actif [30].

La valeur et le signe du courant équivalent dépendent de la différence qui existe entre les deux condensateurs.

Nous définissons une relation entre les capacités soit :

$$C_1 = C \text{ et } C_2 = C \cdot \frac{d+100}{100} \tag{II-36}$$

Avec d la différence relative entre $C1$ et $C2$ par rapport à la valeur nominale C , d est exprimé en %.

De cette relation nous pouvons déduire l'expression du courant équivalent I_{eq} . Soit l'expression de l'évolution des tensions Uc en fonction du courant I et I_{eq} en négligeant la chute de tension dans la résistance :

$$U_{C_1} = \frac{I - I_{eq}}{C_1} \text{ et } U_{C_2} = \frac{I + I_{eq}}{C_2} \tag{II-37}$$

Le but du système d'équilibrage étant de garantir l'égalité des deux tensions ($U_{C1}=U_{C2}$) enfin de charge, nous obtenons en négligeant la résistance des éléments ($0.5 \text{ m}\Omega$) de supercondensateur, les relations suivantes :

$$I_{eq} = I \frac{C_2 - C_1}{C_1 + C_2} = I \frac{d}{d + 200} \tag{II-38}$$

NB : La valeur des condensateurs C_1 et C_2 étant très élevée on peut considérer que le schéma de la figure (II. 24) ne place pas deux sources de courant en série. De plus, le courant I_{eq} est de faible amplitude.

B. Mise en oeuvre par circuit Buck/Boost.

Dans la pratique, les sources de courant sont réalisées par un interrupteur statique (transistor MOS) et une inductance dont la structure formée par l'ensemble est un convertisseur Buck/Boost réversible en courant.

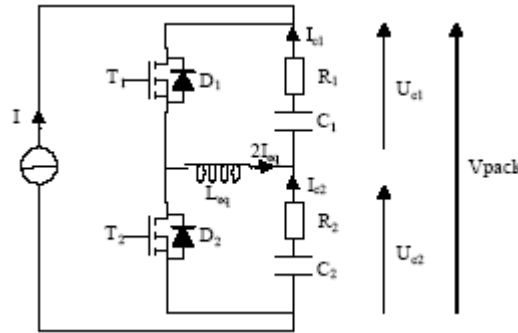


Fig. III. 25 : Système d'équilibrage avec Buck/Boost [30].

La commande des transistors se fait selon la logique suivante :

- Si $U_{c1} > U_{c2}$: le transistor T_2 est OFF et T_1 commute à la fréquence fd .
- Si $U_{c1} < U_{c2}$: le transistor T_1 est OFF et T_2 commute à la fréquence fd .

Le rapport cyclique des transistors est fixé à 50% ; de ce fait le convertisseur Buck/Boost fonctionnera en conduction discontinue tant que la différence entre les tensions des condensateurs ne dépassera pas la tension de seuil des diodes ($|U_{c1} - U_{c2}| < V_d$).

Nous remarquons, par cette logique de commande, qu'il existe trois séquences différentes. Dans le cas $U_{c1} > U_{c2}$ représentons le courant et la tension dans l'inductance :

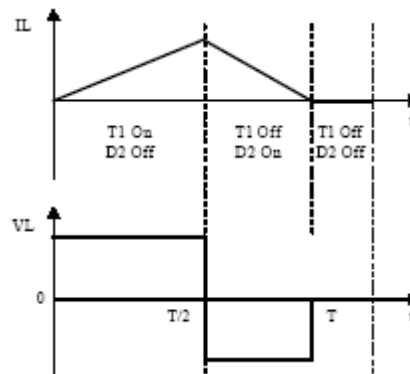


Fig. II. 26 : Séquence du système d'équilibrage [30].

Ces séquences correspondent aux événements suivants :

↶ T₁ ON, D₂ OFF :

- C_1 se charge avec : $I_{C_1} = -I + \frac{U_{C_1}}{L_{eq}}$ (en négligeant la résistance des éléments)
- C_2 se charge avec : $I_{C_2} = -I$

↶ T₁ OFF, D₂ ON :

- C_1 se charge avec : $I_{C_1} = -I$

➤ C_2 se charge avec : $I_{C_2} = -I + \frac{V_d + U_{C_2}}{L_{\acute{e}q}} t - \frac{U_{C_1}}{L_{\acute{e}q}} \frac{T}{2}$

↪ T₁ OFF, D₂ OFF :

➤ C_1 et C_2 se charge avec : $I_{C_1} = I_{C_2} = -I$

L'inductance et la fréquence de découpage sont déterminées pour obtenir une valeur moyenne du courant dans l'inductance égale à $2I_{\acute{e}q}$ et garantir un fonctionnement en conduction discontinue pour obtenir un bon rendement.

A partir de ces considérations nous obtenons la relation suivante :

$$L_{\acute{e}q} f = \frac{1}{16I_{\acute{e}q}} U_{C_1} \left(1 + \frac{U_{C_1}}{U_{C_2} + V_d} \right) \quad (\text{II-39})$$

La fréquence de découpage étant constante, l'inductance est dimensionnée pour les valeurs maximales des tensions U_{C_1} et U_{C_2} , ce qui permet de limiter la valeur du pic de courant dans l'inductance.

Lors d'une association de plusieurs éléments (supérieur à 2) en série, un circuit buck/boost est placé pour chaque paire d'éléments, ce qui donne le schéma suivant :

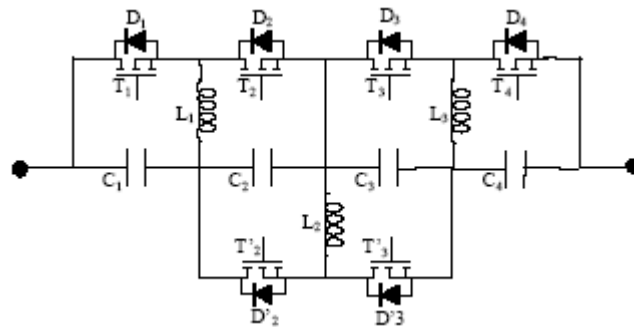


Fig. II. 27 : Système d'équilibrage sur 4 SC [30].

Ce système d'équilibrage donne une très bonne dynamique d'équilibrage et un rendement très élevé de 97%.

Ce système d'équilibrage permet une très bonne utilisation des supercondensateurs pour réaliser un système de stockage d'énergie dans un véhicule de transport car il y a peu de limitation dynamique et le rendement est très élevé [7].

II. 3. 2. Modélisation d'une batterie

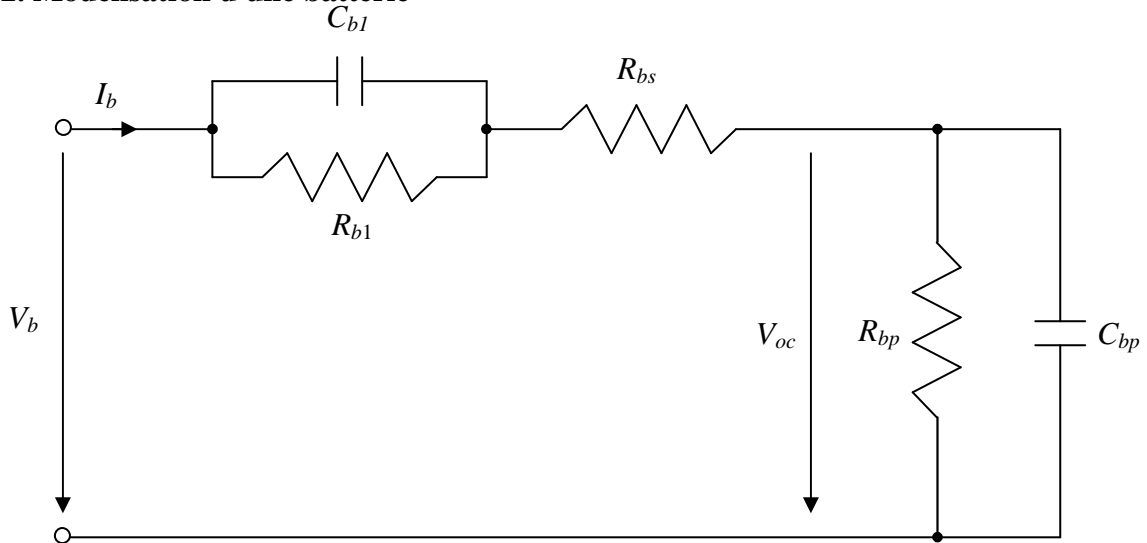


Fig. II. 28 : Modèle d'un circuit équivalent de batterie plomb-acide [26].

Ce nouveau modèle de batterie comprend des éléments équivalents pour toutes les grandes caractéristiques de fonctionnement d'une batterie plomb-acide : La capacité électrochimique de la batterie est représentée par le condensateur dont la charge C_{bp} dont le résultat d'un flux d'électrons au cours du temps et est linéaire pour les conditions d'un courant constant dans une région de 10 à 90 pour cent du niveau de charge maximum. La valeur du C_{bp} est dérivée de l'expression générale de l'énergie dans un condensateur :

$$E_c = \frac{1}{2} C V_c^2 \tag{II-40}$$

Avec C étant la capacité du condensateur et V_c étant la tension. Contrairement à un condensateur, une tension de batterie ne sera pas égale à zéro à son état le plus bas de charge.

Ceci est équivalent à un condensateur dont le niveau minimum de charge égale à l'énergie $E_{c,min}$. La capacité de la batterie entièrement chargée est représentée par un niveau maximum de charge de l'énergie $E_{c,max}$.

Ceci est indiqué par l'équation suivante pour l'ensemble de l'énergie stockable dans une batterie.

$$E_b = E_{c,max} - E_{c,min} = \frac{1}{2} C V_{max}^2 - \frac{1}{2} C V_{min}^2 = \frac{1}{2} C_{bp} (V_{max}^2 - V_{min}^2) \tag{II-41}$$

L'énergie E_b est soit donnée par le fabricant de la batterie directement en kilowattheures (kWh), soit il est spécifié en ampères-heures (Ah - qui doit être transformé dans les unités utilisées pour la production d'énergie (kWh) par multiplication de la tension spécifié de fonctionnement).

Les tensions V_{max} et V_{min} sont la charge maximale et la charge minimale de la batterie en circuit ouvert respectivement. D'après l'équation (II-41) on a :

$$C_{bp} = \frac{2E_b}{V_{max}^2 - V_{min}^2} \tag{II-42}$$

La résistance interne de la batterie est représentée par les deux résistances série R_{bs} et R_{b1} . La résistance en bloc d'électrolyte et de plaque est représentée par la résistance R_{bs} , alors que la résistance R_{b1} représente la diffusion de l'électrolyte.

Les modèles également R_{b1} (avec le petit condensateur C_{b1}) l'effet de surtension ou de polarisation de la batterie. Ce que représente le phénomène de chutes de tension en circuit ouvert de la batterie dès que la charge est connectée.

De même, un saut brusque de tension peut être observée avec l'application d'un courant de charge. Utilisation de la notation indiquée sur la figure (II.28) la surtension peut être exprimé comme la différence

entre la tension de la batterie en circuit ouvert V_{oc} et la tension terminale de la batterie V_b . R_{b1} et C_{b1} forment un réseau RC parallèle avec une constante de temps $\tau = R_{b1}C_{b1}$ de sorte que :

$$V_b = V_{oc} + R_{b1} \left(1 - e^{-t/\tau} \right) i_b + R_{bs} i_b \quad (\text{II-43})$$

Une autre caractéristique très importante d'une batterie est d'auto-décharge, représentée par la résistance R_{bp} en parallèle avec le condensateur principal C_{bp} . Elle est causée par l'électrolyse de l'eau à haute tension et par des fuites lentes à travers les bornes de la batterie à basses tensions. Le circuit de la figure (II.28) décrit les caractéristiques d'une batterie plomb-acide d'une manière complète mais pourtant très simplifiée.

L'impédance équivalente d'une d'entrée d'une batterie plomb-acide est représentée par :

$$\begin{aligned} Z(s) &= R_{bs} + (R_{b1} \parallel C_{b1}) + (R_{bp} \parallel C_{bp}) \\ &= R_{bs} + \frac{R_{b1}}{R_{b1} \cdot C_{b1} s + 1} + \frac{R_{bp}}{R_{bp} \cdot C_{bp} \cdot s + 1} \end{aligned} \quad (\text{II-44})$$

Pour l'utilisation dans le système du modèle mathématique, il est nécessaire de transformer (II-44) en un seul terme de la forme suivante:

$$Z(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (\text{II-45})$$

où les coefficients a_i et b_j sont employés pour représenter les différents composants [26,33] :

$$\begin{aligned} a_2 &= R_{bs} R_{b1} R_{bp} C_{b1} C_{bp}, \\ a_1 &= R_{bs} R_{b1} C_{b1} + R_{bs} R_{bp} C_{bp} + R_{b1} R_{bp} C_{bp} + R_{bp} R_{b1} C_{b1}, \\ a_0 &= R_{bs} + R_{b1} + R_{bp}, \\ b_2 &= R_{b1} R_{bp} C_{b1} C_{bp}, \\ b_1 &= R_{b1} C_{b1} + R_{bp} C_{bp}, \\ b_0 &= 1. \end{aligned} \quad (\text{II-46})$$

II. 4. Modélisation des systèmes de conversion d'énergie électrique

II. 4. 1. Modèle d'un convertisseur continu-continu (hacheur dc-dc)

Dans cette section, les principes de la conversion de la puissance de commutation sont introduits et les détails des différents circuits de convertisseurs DC-DC sont discutés. Les modèles mathématiques pour les convertisseurs buck, boost et buck/boost sont dérivés de représenter l'état stable du circuit et des comportements dynamiques.

Une commutation d'un convertisseur est constituée de condensateurs, des inductances et des interrupteurs. Tous ces dispositifs idéalement ne consomment pas d'énergie, qui est la raison de la haute efficacité de commutation des convertisseurs. L'interrupteur est réalisée avec un dispositif à semi-conducteurs en mode commuté, généralement un MOSFET.

Si le dispositif semi-conducteur est bloqué, son courant est nul et donc la dissipation de puissance est égale à zéro. Si le dispositif est dans l'état saturé, la chute de tension à travers sera proche de zéro et donc la puissance dissipée sera très faible [26, 33 et 34].

Au cours de l'opération du convertisseur, le commutateur est commuté à une fréquence constante f_s avec un temps de fermeture DT_s , et un temps d'ouverture $(1-D) T_s$, où T_s est la période de commutation égal $1/f_s$ et D est le rapport cyclique de commutation ($D \in [0, 1]$) (voir Figure II.29).

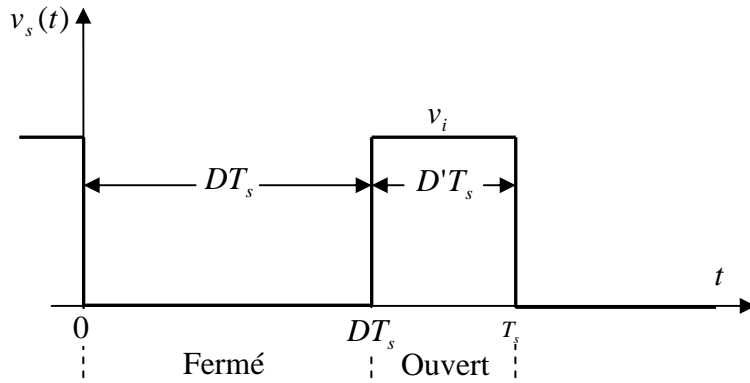


Fig. II. 29 : Tension idéale du commutateur $V_s(t)$, rapport cyclique D et période de commutation T_s [26].

II. 4. 1. 1. Convertisseur Buck (hacheur dévolteur)

Le convertisseur buck (Figure II.30) peut souvent être trouvé aussi dans la littérature dévolteur ou abaisseur de tension. Cela donne une indication de son application typique de la conversion de sa tension d'entrée en une tension de sortie plus faible, où le rapport de conversion $M=V_o/V_i$ varie avec le rapport cyclique D du commutateur.

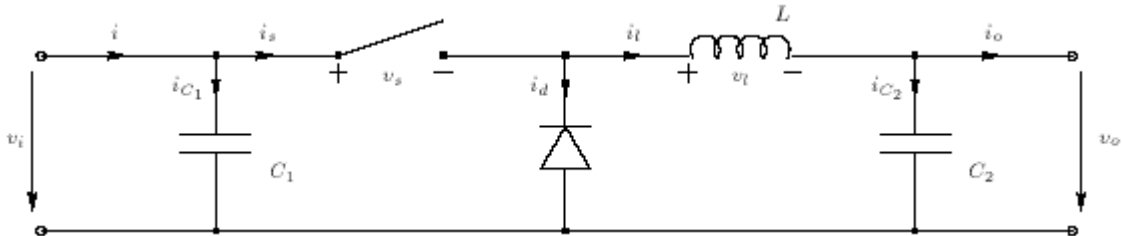


Fig. II. 30 : Circuit idéal d'un convertisseur Buck [26].

Lorsque le commutateur de la figure (II.30) est fermé ($T \in [0, DT_s]$), la diode sera bloquée et le courant circulera dans la charge à travers l'inductance (Figure II.31).

Dès que le commutateur est ouvert ($T \in [DT_s, T_s]$), l'inductance maintiendra la circulation du courant dans la charge, mais maintenant la boucle se referme à travers de la diode placée en avant (Figure II.32).

II. 4. 1. 1. 1. Modèle du circuit équivalent

Pour avoir le modèle mathématique du convertisseur buck, on l'analyse pour des deux états (interrupteur ouvert et fermé) doivent être analysés. La figure (II.31) montre le schéma de circuit équivalent d'un convertisseur buck avec le commutateur fermé. La figure (II.32) représente le convertisseur buck avec le commutateur ouvert pendant l'intervalle de temps $D'T_s$, où D' désigne le complément du rapport cyclique D , défini comme suit :

$$D' = 1 - D \tag{II-47}$$

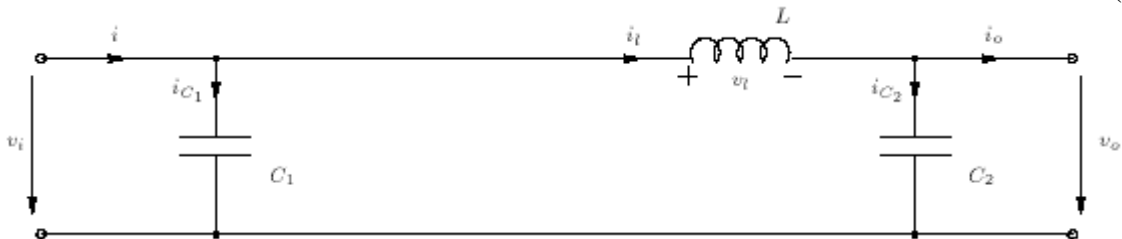


Fig. II. 31 : Circuit équivalent d'un hacheur buck quand le commutateur est fermé $T \in [0, DT_s]$ [26].

L'application de la loi de Kirchhoff pour le circuit de la figure (II.31) (interrupteur fermé) conduit à la série suivante d'équations :

$$i_{C_1}(t) = C_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t) - i_l(t), \quad (\text{II-48})$$

$$i_{C_2}(t) = C_2 \frac{dv_o(t)}{dt} = i_l(t) - i_o(t), \quad (\text{II-49})$$

$$v_l(t) = L \frac{di_l(t)}{dt} = v_i(t) - v_o(t). \quad (\text{II-50})$$

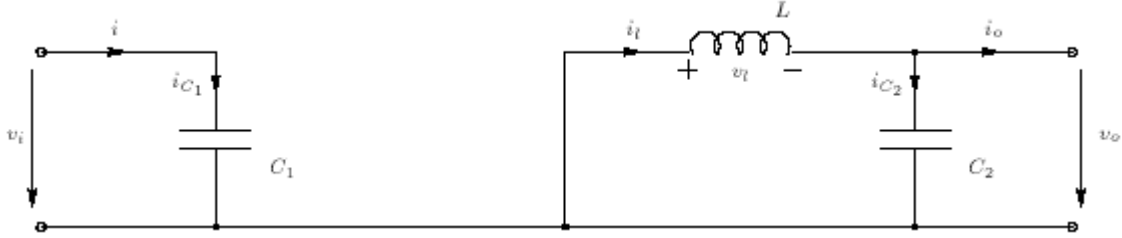


Fig. II. 32 : Circuit équivalent d'un hacheur buck quand le commutateur est ouvert $T \in [DT_s, T_s]$ [26].

Utilisation de la loi de Kirchoff sur la figure (II.32) (interrupteur ouvert), une deuxième série d'équations est obtenue :

$$i_{C_1}(t) = C_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t), \quad (\text{II-51})$$

$$i_{C_2}(t) = C_2 \frac{dv_o(t)}{dt} = i_l(t) - i_o(t), \quad (\text{II-52})$$

$$v_l(t) = L \frac{di_l(t)}{dt} = -v_o(t). \quad (\text{II-53})$$

Ce sont les équations de base utilisées pour calculer l'ensemble des modèles mathématiques décrivant les différentes propriétés de hacheur buck.

II. 4. 1. 1. 2. Approximation des Petites ondulations

Chaque variable dans les équations (II-48) à (II-53) a une valeur continue plus une composante harmonique d'ondulation. Cela peut être exprimé en général par :

$$x(t) = X + x_{ond}(t) \quad (\text{II-54})$$

où X représente la composante continue de $x(t)$ qui est équivalente à sa valeur moyenne $\langle x(t) \rangle$, tandis que $x_{ond}(t)$ désigne l'ondulation du signal.

Pour un convertisseur bien conçu, l'amplitude de l'ondulation sera beaucoup plus petite que la composante continue :

$$|x_{ond}(t)| \ll X \quad (\text{II-55})$$

Par conséquent, l'ondulation peut être négligé, et le signal peut être approché par sa composante continue :

$$x(t) \approx X = \langle x(t) \rangle \quad (\text{II-56})$$

Cette approximation est appelée approximation des petites ondulations ou l'approximation des ondulations linéaires et rend l'analyse mathématique de la commutation des convertisseurs beaucoup plus facile. Les équations (II-48) à (II-53) peut maintenant être réécrits; pour DT_s les équations sont les suivantes :

$$i_{C_1} = I - I_l, \quad (\text{II-57})$$

$$i_{C_2} = I_l - I_o, \quad (\text{II-58})$$

$$v_l = V_i - V_o. \quad (\text{II-59})$$

et de même pour $D'T_s$:

$$i_{c_1} = I, \quad (\text{II-60})$$

$$i_{c_2} = I_l - I_o, \quad (\text{II-61})$$

$$v_l = -V_o. \quad (\text{II-62})$$

II. 4. 1. 1. 3. Volt-second balance et charge-balance

Les valeurs de la composante continue de la tension d'inductance et du courant de condensateur sont définies comme la moyenne de leur signal original :

$$V_l = \langle v_l \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_l(t) dt, \quad (\text{II-63})$$

$$I_c = \langle i_c \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_c(t) dt. \quad (\text{II-64})$$

Utilisant la relation $v_l = L \frac{di_l}{dt}$ et $i_c = C \frac{dv_c}{dt}$ on obtient :

$$i_l(T_s) - i_l(0) = \frac{1}{L} \int_0^{T_s} v_l(t) dt, \quad (\text{II-65})$$

$$v_c(T_s) - v_c(0) = \frac{1}{C} \int_0^{T_s} i_c(t) dt. \quad (\text{II-66})$$

Si l'opération de l'état stable est supposée, les valeurs initiales et finales pendant une période de commutation doivent être égales :

$$i_l(t + T_s) = i_l(t), \quad (\text{II-67})$$

$$v_c(t + T_s) = v_c(t). \quad (\text{II-68})$$

Ces conditions sont appelées *inductor volt-second balance* et *capacitor charge balance* (l'équilibre des charges capacitatives) respectivement [33], il est maintenant possible de réécrire les équations (II-65) et (II-66) comme suit :

$$0 = \frac{1}{L} \int_0^{T_s} v_l(t) dt, \quad (\text{II-69})$$

$$0 = \frac{1}{C} \int_0^{T_s} i_c(t) dt. \quad (\text{II-70})$$

En comparant les équations (II-69) et (II-70) avec la définition des valeurs moyennes de v_l et i_c dans (II-63) et (II-64), il est évident que les valeurs de la composante continue pour la tension d'inductance et le courant de condensateur doivent être nulles :

$$V_l = \langle v_l \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_l(t) dt = 0, \quad (\text{II-71})$$

$$I_c = \langle i_c \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_c(t) dt = 0. \quad (\text{II-72})$$

Cette conclusion sera utilisée dans la section suivante pour obtenir les modèles de la composante continue du convertisseur.

II. 4. 1. 1. 4. Caractéristiques de l'état d'équilibre et rapport de conversion M(D)

Les équations (II-59) et (II-62) motivent la construction de la tension de l'inductance utilisant l'approximation des petites ondulations comme le montre la figure (II.33).

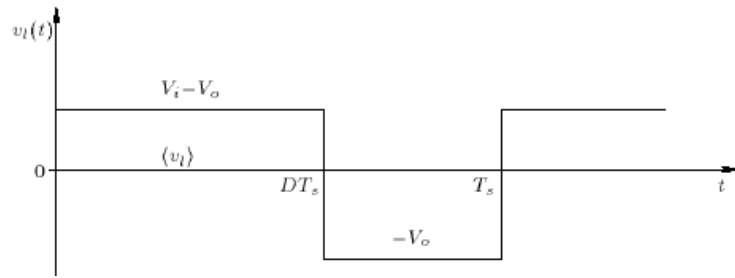


Fig. II. 33 : Forme d'onde de la tension d'inductance $v_l(t)$ pour un hacheur buck idéal [26].

L'expression de la tension moyenne de l'inductance peut être facilement dérivée de la forme d'onde de la figure (II.33). Selon le principe de *inductor volt-second balance* et *capacitor charge balance* la tension moyenne d'inductance est égale à zéro au cas de l'état stable ainsi :

$$\langle v_l(t) \rangle = D(V_i - V_o) + D'(-V_o) = 0. \tag{II-73}$$

En utilisant les équations (II-57)-(II-58) et (II-60)-(II-61) et en appliquant le principe de *capacitor charge balance* conduit à des expressions pour les courants moyens du condensateur :

$$\langle i_{c_1}(t) \rangle = D(I - I_l) + D'I = 0, \tag{II-74}$$

$$\langle i_{c_2}(t) \rangle = D(I_l - I_o) + D'(I_l - I_o) = 0. \tag{II-75}$$

En outre la conversion de (II-73)-(II-75) associée à (II-47) conduit à trois équations simples qui décrivent les caractéristiques du courant continu à l'état stable d'un hacheur buck :

$$DV_i = V_o, \tag{II-76}$$

$$I = DI_l, \tag{II-77}$$

$$I_l = I_o. \tag{II-78}$$

où (II-76) donne le rapport de conversion $M(D)$ de l'hacheur buck :

$$M(D) = \frac{V_o}{V_i} = D. \tag{II-79}$$

La figure (II.30) illustre cette relation linéaire.

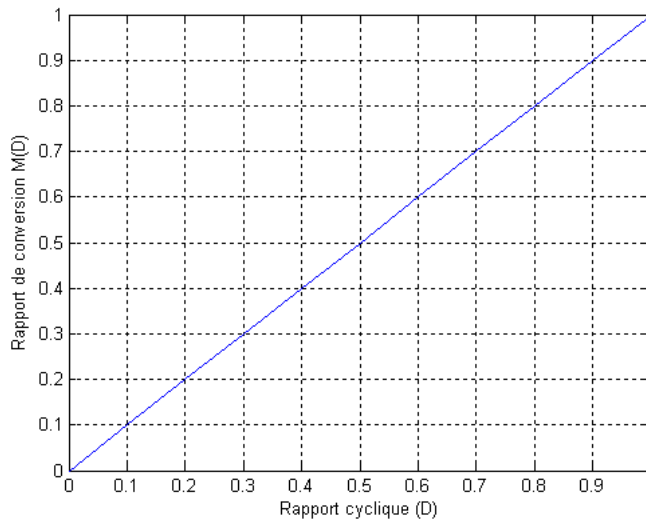


Fig. II. 34 : Rapport de conversion M(D) en fonction du rapport cyclique D pour un hacheur buck.

II. 4. 1. 1. 5. Détermination des ondulations de tension et du courant

Alors que l'amplitude de l'ondulation de la tension de sortie Δv_o varie généralement de 1% de la composante continue V_o , l'amplitude de l'ondulation du courant de l'inductance Δi_l varie de plus de 10% à 20% de sa valeur continue I_l [25,34].

Il est important à savoir, parce que l'ondulation du courant de l'inductance est déterminée par la valeur de l'inductance L .

Si l'ondulation est trop grande, la taille de l'instrument de commutation semiconducteur doit être renforcée pour traiter les pics de courant élevé.

L'augmentation de la taille se traduirait par une augmentation de poids et de coût plus élevé. Par conséquent, une étude plus approfondie de l'ondulation du courant de l'inductance doit être fait.

L'utilisation de la relation bien connue $v_l = L \frac{di_l}{dt}$ et l'équation (II-59), qui a été dérivée en utilisant la méthode de l'approximation des petites ondulations, l'expression suivante est obtenue :

$$\frac{di_l}{dt} = \frac{v_l}{L} \approx \frac{V_i - V_o}{L}, \tag{II-80}$$

où $\frac{di_l}{dt}$ représente la pente du courant d'inducteur pendant le premier intervalle de temps DT_s de la période de commutation.

Pour le deuxième intervalle de temps $D'T_s$, avec (II-62) de l'équation devient :

$$\frac{di_l}{dt} = \frac{v_l}{L} \approx \frac{-V_o}{L}. \tag{II-81}$$

Comme le montre les équations (II-80) et (II-81), l'approximation des petites ondulations mène à une expression linéaire de la pente de l'ondulation de commutation, d'où sa désignation alternative comme l'approximation de l'ondulation linéaire.

Avec l'expression linéaire de $\frac{di_l}{dt}$ (II-80), l'équation de la crête à crête d'ondulation du courant peut facilement être dérivée :

$$i_{lcc} = 2\Delta i_l = \frac{V_i - V_o}{L} DT_s. \tag{II-82}$$

Étant donné que le convertisseur est supposé être en équilibre, il n'y a pas de différence si DT_s ou $D'T_s$ est choisie pour déterminer l'amplitude des ondulations.

L'équation (II-82) peut maintenant être résolue à l'inductance L afin que l'amplitude d'ondulation du courant désiré peut être atteint :

$$L = \frac{V_i - V_o}{2\Delta i_l} DT_s. \tag{II-83}$$

Pour obtenir une ondulation de la tension de sortie désirée, une approche similaire peut être utilisée. Avec la relation $i_{C_2} = C_2 \frac{dv_{C_2}}{dt}$ et l'approximation des petites ondulations (II-58), l'équation suivante est obtenue :

$$\frac{dv_{C_2}}{dt} = \frac{i_{C_2}}{C_2} \approx \frac{I_l - I_o}{C_2}, \tag{II-84}$$

où $\frac{dv_{C_2}}{dt}$ est la pente de l'ondulation de la tension de sortie pendant l'intervalle du temps DT_s . Ceci mène à l'ondulation de la tension de sortie crête à crête :

$$v_{o_{cc}} = 2\Delta v_o = \frac{I_l - I_o}{C_2} DT_s, \tag{II-85}$$

avec Δv_o étant l'amplitude de l'ondulation de la tension de sortie.

En résolvant (II-85) pour produire C_2 , une expression qui peut être utilisée pour choisir C_2 comme une fonction de l'ondulation de la tension de sortie souhaitée :

$$C_2 = \frac{I_l - I_o}{2\Delta v_o} DT_s. \tag{II-86}$$

II. 4. 1. 2. Convertisseur Boost (hacheur survolteur)

Les principes de l'approximation des petites ondulations, inductor volt second balance et capacitor charge balance qui ont été présentés dans la section (II.4.1.1) peuvent être utilisés dans tous les convertisseurs de commutation pour trouver les tensions et les courants de son état d'équilibre.

Le convertisseur boost, comme le montre dans la figure (II.35), est aussi connu comme le convertisseur élévateur "step-up". Le nom implique son application typique de la conversion d'une faible tension d'entrée à une haute tension de sortie, l'essentiel le fonctionnement est l'inverse d'un convertisseur buck.

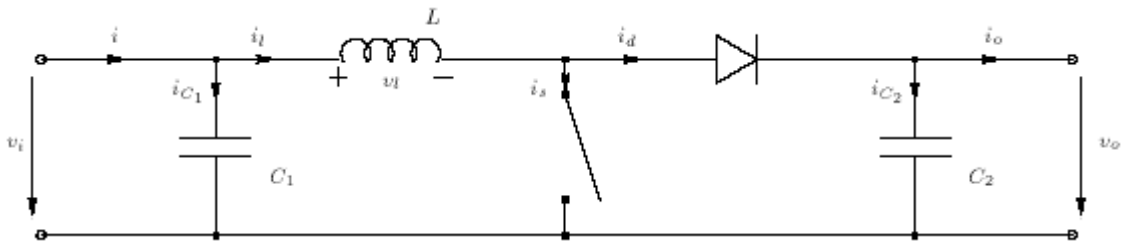


Fig. II. 35 : Circuit idéal d'un convertisseur Boost [26].

II. 4. 1. 2. 1. Modèle du circuit équivalent

En premier temps dT_s , figure (II.36), le transistor est fermé, le courant dans l'inductance croit progressivement, au fur et à mesure elle emmagasine de l'énergie, jusqu'à la fin de la première période, le transistor s'ouvre et l'inductance L s'oppose à la diminution du courant I_L , ainsi elle génère une tension qui s'ajoute à la tension de source, qui s'applique sur la charge à travers la diode.

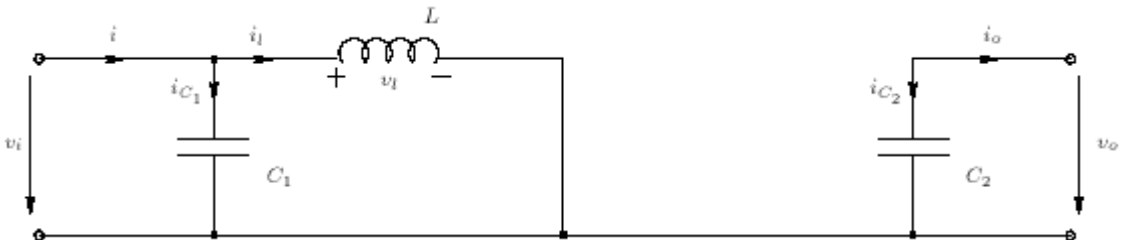


Fig. II. 36 : Circuit équivalent d'un hacheur boost quand le commutateur est fermé $T \in [0, DT_s]$ [26].

Après le commutateur est ouvert dans le deuxième intervalle de temps DT_s de la période de commutation (Figure II.37), la nature des objets de l'inductance de la discontinuité dans la circulation du courant, et le courant élevé à travers d'une diode de roue libre placée en avant à une haute tension qui est appliquée dans l'ensemble du chargement.

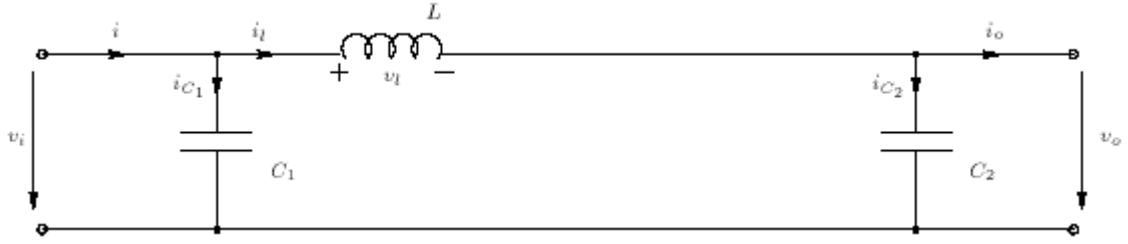


Fig. II. 37 : Circuit équivalent d'un hacheur boost quand le commutateur est ouvert $T \in [DT_s, T_s]$ [26].

Pour obtenir l'état d'équilibre l'impulsion des fonctions de transfert d'un hacheur boost et l'expression de son rapport de conversion $M(D)$, les deux différents intervalles du temps DT_s et $D'T_s$ pour la période de commutation T_s doivent être considérés.

La figure (II.37) montre le circuit équivalent d'un convertisseur boost pendant l'intervalle de temps DT_s , lorsque l'interrupteur est fermé. L'application de la loi de kirchhoff des équations du circuit mène à la série suivante des expressions de DT_s :

$$\begin{aligned} i_{C_1}(t) &= C_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t) - i_l(t), \\ i_{C_2}(t) &= C_2 \frac{dv_o(t)}{dt} = -i_o(t), \\ v_l(t) &= L \frac{di_l(t)}{dt} = v_i(t). \end{aligned} \tag{II-87}$$

Pour la période de temps de l'interrupteur est ouvert $D'T_s$ montré à la figure (II.37), une deuxième série d'équations peut être obtenue :

$$\begin{aligned} i_{C_1}(t) &= C_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t) - i_l(t), \\ i_{C_2}(t) &= C_2 \frac{dv_o(t)}{dt} = i_l(t) - i_o(t), \\ v_l(t) &= L \frac{di_l(t)}{dt} = v_i(t) - v_o(t). \end{aligned} \tag{II-88}$$

II. 4. 1. 2. 2. Caractéristiques de l'état d'équilibre et rapport de conversion M(D)

L'approximation des petites ondulations comme expliquée sur la page 46, il est possible de négliger l'ondulation de commutation dans les signaux de convertisseur et de les remplacer par leurs valeurs moyennes de (II-56). Cela simplifie les équations (II-87) à :

$$\begin{aligned} i_{C_1} &= I - I_l, \\ i_{C_2} &= -I_o, \\ v_l &= V_i. \end{aligned} \tag{II-89}$$

et (II-88) à :

$$\begin{aligned} i_{C_1} &= I - I_l, \\ i_{C_2} &= I_l - I_o, \\ v_l &= V_i - V_o. \end{aligned} \tag{II-90}$$

Pour trouver les valeurs moyennes de i_{C_1} , i_{C_2} , et v_l pendant toutes les périodes de commutation T_s , les équations (II-89) et (II-90) sont remplacées en (II-91):

$$\begin{aligned} \langle x(t) \rangle &= \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} x(\tau) d\tau \\ &= \frac{1}{T_s} \left[\int_t^{t+DT_s} x|_{[0,DT_s]}(\tau) d\tau + \int_{t+DT_s}^{t+T_s} x|_{[DT_s,T_s]}(\tau) d\tau \right]. \end{aligned} \quad (\text{II-91})$$

En appliquant le principe d'inductor volt-second balance et capacitor charge balance de l'inductance tel que présenté dans la section (II. 4. 1. 1. 3), page 46, enfin, les moyennes d'un modèle en courant continu d'un convertisseur boost sont :

$$\begin{aligned} \langle i_{C_1}(t) \rangle &= D(I - I_l) + D'(I - I_l) = 0, \\ \langle i_{C_2}(t) \rangle &= D(-I_o) + D'(I_l - I_o) = 0, \\ \langle v_l(t) \rangle &= DV_i + D'(V_i - V_o) = 0. \end{aligned} \quad (\text{II-92})$$

Avec $D' = 1-D$ (II-47), ce peut être encore simplifiée pour une dernière série d'équations décrivant les caractéristiques de l'état d'équilibre en composant continu :

$$I = I_l, \quad (\text{II-93})$$

$$I_o = D' I_l, \quad (\text{II-94})$$

$$V_i = D' V_o. \quad (\text{II-95})$$

où (II-95) donne le rapport de conversion $M(D)$ d'un convertisseur boost l'idéal :

$$M(D) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{D'} = \frac{1}{1-D}. \quad (\text{II-96})$$

La figure (II.38) illustre cette relation pour le convertisseur boost.

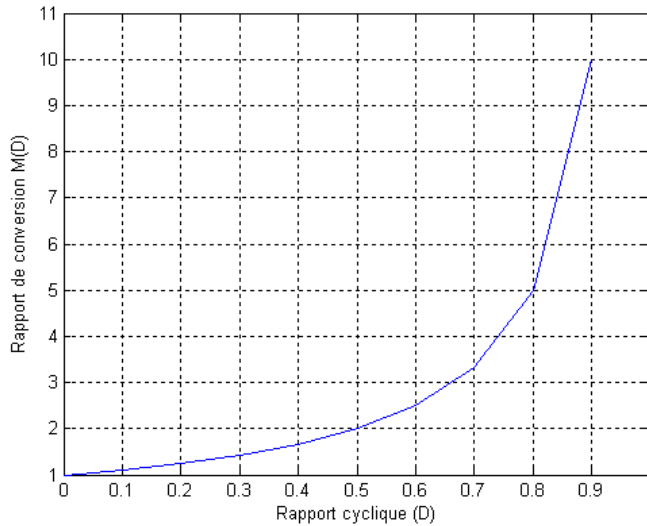


Fig. II. 38 : Rapport de conversion $M(D)$ en fonction du rapport cyclique D pour un hacheur boost.

III. 4. 1. 2. 3. Détermination des ondulations de tension et du courant

Pour le convertisseur boost, comme pour le convertisseur buck dans la section (II.4.1.1) une approximation de l'ondulation linéaire est faite pour l'ondulation de la tension de sortie v_o , l'ondulation de la tension d'entrée v_i , et pour l'ondulation du courant d'inductance i_l . Ceci permet de tirer des expressions à la dimension des composants du circuit selon les limites d'ondulation spécifiées.

Avec les équations (II-89) et (II-91) une approximation linéaire de la pente de ces ondulations est donnée sous :

$$\begin{aligned} \frac{dv_{C_1}}{dt} &\approx \frac{i_{C_1}}{C_1} = \frac{I - I_l}{C_1}, \\ \frac{dv_{C_2}}{dt} &\approx \frac{i_{C_2}}{C_2} = \frac{-I_o}{C_2}, \\ \frac{di_l}{dt} &\approx \frac{v_l}{L} = \frac{V_i}{L}, \end{aligned} \tag{II-97}$$

où $\frac{dv_{C_1}}{dt}$, $\frac{dv_{C_2}}{dt}$, $\frac{di_l}{dt}$ sont les pentes de l'ondulation de la tension d'entrée, l'ondulation de la tension de sortie, et l'ondulation du courant de l'inductance pendant le premier intervalle de temps DT_s , respectivement. Avec ces équations linéaires, il est facile d'exprimer l'ondulation de crête à crête :

$$\begin{aligned} v_{i_{cc}} &= 2\Delta v_i = \frac{I - I_l}{C_1} DT_s, \\ v_{o_{cc}} &= 2\Delta v_o = \frac{-I_o}{C_2} DT_s, \\ i_{l_{cc}} &= 2\Delta i_l = \frac{V_i}{L} DT_s. \end{aligned} \tag{II-98}$$

En résolvant (II-98) pour les résultats des valeurs des composants dans une série d'équations qui permettent de concevoir des ondulations spécifications données d'un convertisseur :

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{I - I_l}{2\Delta v_i} DT_s, \\ C_2 &= \frac{-I_o}{2\Delta v_o} DT_s, \\ L &= \frac{V_i}{2\Delta i_l} DT_s. \end{aligned} \tag{II-99}$$

II. 4. 1. 3. Convertisseur buck-Boost (hacheur dévolteur-survolteur)

Le convertisseur buck-boost combine les propriétés des configurations de buck et de boost. Il peut être utilisé pour transformer idéalement n'importe quelle tension d'entrée continue en n'importe quelle tension de sortie continue désirée. En pratique, l'usage de l'idéalité est naturellement limité par les pertes des composants.

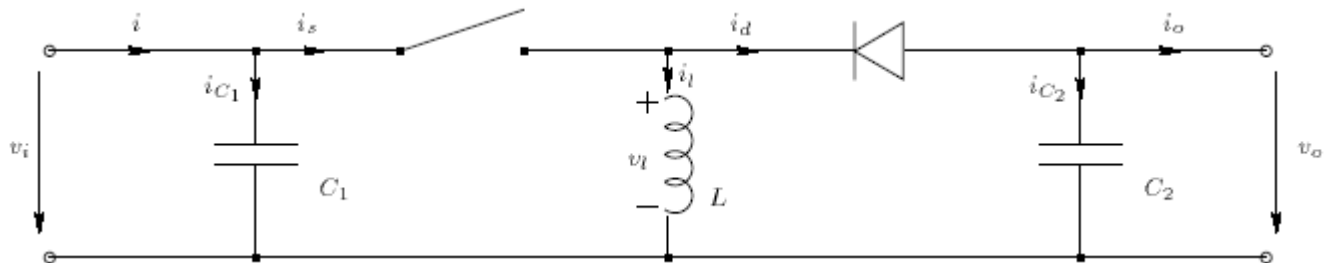


Fig. II. 39 : Circuit idéal d'un convertisseur buck-boost [26].

II. 4. 1. 3. 1. Modèle du circuit équivalent

La figure (II.40) montre le schéma de circuit équivalent idéal de convertisseur buck-boost. Si l'interrupteur est fermé pendant le premier intervalle de temps DT_s de la période de commutation T_s , un courant commence à circuler de la source d'entrée à la masse à travers l'inductance (Figure II.40). Après que le commutateur s'ouvre au début du deuxième intervalle de temps $D'T_s$, ce courant est maintenu par la nature de l'inductance. La boucle de courant se ferme à travers la charge et la diode (Figure II.41). Puisque le

courant est forcé de circuler "en arrière- backwards-" à travers la charge, la tension de sortie V_o du convertisseur Buck-Boost est négative. La variation du rapport cyclique D variera le rapport de conversion entre la tension de sortie et la tension d'entrée V_o/V_i .

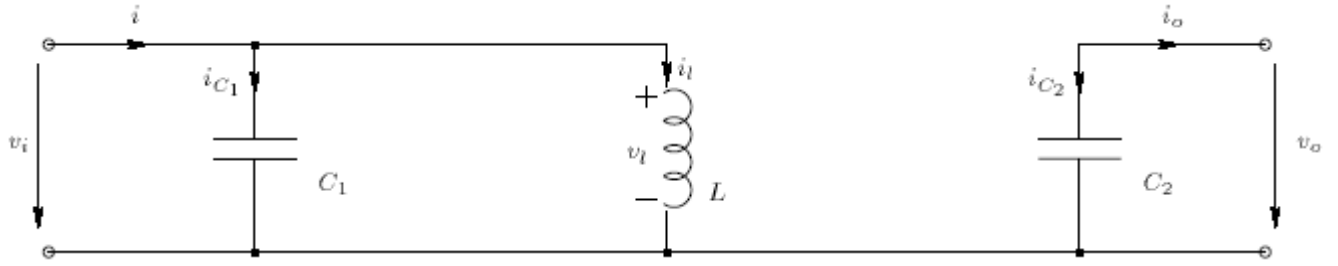


Fig. II. 40 : Circuit équivalent d'un hacheur buck-boost quand le commutateur est fermé $T \in [0, DT_s]$ [26].

L'application de la loi de Kirchhoff et les équations de nœuds du circuit dans le premier état de commutation illustré à la figure (II.41) donne la première partie des équations du système pour la période de temps DT_s :

$$\begin{aligned} i_{C_1}(t) &= C_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t) - i_l(t), \\ i_{C_2}(t) &= C_2 \frac{dv_o(t)}{dt} = -i_o(t), \\ v_l(t) &= L \frac{di_l(t)}{dt} = v_i(t). \end{aligned} \tag{II-100}$$

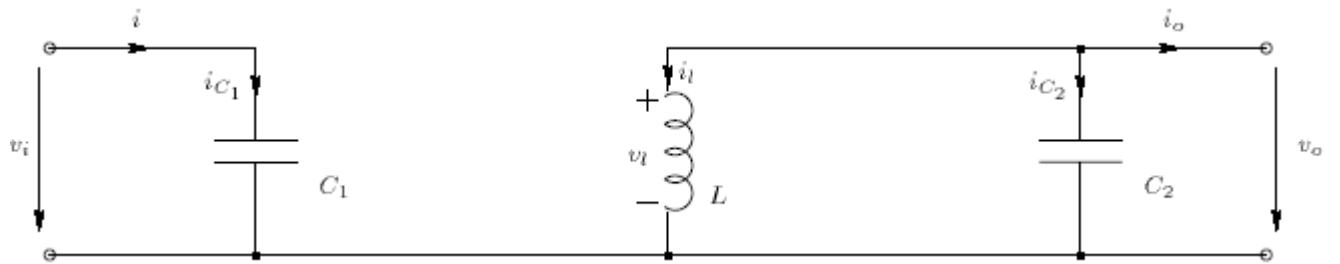


Fig. II. 41 : Circuit équivalent d'un hacheur buck-boost quand le commutateur est ouvert $T \in [DT_s, T_s]$ [26].
et pour la deuxième période de temps $D'T_s$, après la figure (II-37) :

$$\begin{aligned} i_{C_1}(t) &= C_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t), \\ i_{C_2}(t) &= C_2 \frac{dv_o(t)}{dt} = -i_l(t) - i_o(t), \\ v_l(t) &= L \frac{di_l(t)}{dt} = v_o(t). \end{aligned} \tag{II-101}$$

II. 4. 1. 3. 2. Caractéristiques de l'état d'équilibre et rapport de conversion $M(D)$

L'approximation de petites ondulations (II-55) permet de remplacer les variables en fonction du temps (II-10) et (II-101) avec leurs valeurs moyennes (II-56). Ceci donne pour DT_s :

$$\begin{aligned} i_{C_1} &= I - I_l, \\ i_{C_2} &= -I_o, \\ v_l &= V_i. \end{aligned} \tag{II-102}$$

et pour $D'Ts$:

$$\begin{aligned} i_{c_1} &= I, \\ i_{c_2} &= -I_l - I_o, \\ v_l &= V_o. \end{aligned} \tag{II-103}$$

Le modèle d'inductor volt-seconde balance et capacitor charge balance que discuté à la page 48 dans la section (II.4.1.1.3) se mène avec (II-91) à :

$$\begin{aligned} \langle i_{c_1}(t) \rangle &= D(I - I_l) + D'I = 0, \\ \langle i_{c_2}(t) \rangle &= D(-I_o) + D'(-I_l - I_o) = 0, \\ \langle v_l(t) \rangle &= DV_i + D'V_o = 0. \end{aligned} \tag{II-104}$$

Le modèle en moyenne de l'état d'équilibre pour un convertisseur buck-boost idéal peut maintenant être obtenue en multipliant les équations (II-104). Ceci donne avec $D'=1-D$ (II-47).

$$I = DI_l, \tag{II-105}$$

$$I_o = -D'I_l, \tag{II-106}$$

$$Dv_i = -D'V_o. \tag{II-107}$$

où (II-107) donne le rapport de conversion continu $M(D)$ d'un convertisseur buck-boost idéal :

$$M(D) = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{D}{D'} = -\frac{D}{1-D}. \tag{II-108}$$

La figure (II.42) illustre le rapport de conversion d'un convertisseur Buck-Boost.

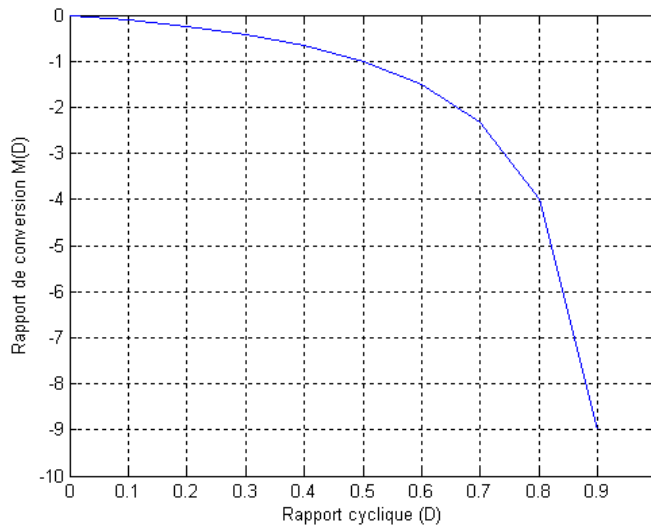


Fig. II. 42 : Rapport de conversion $M(D)$ en fonction du rapport cyclique D pour un hacheur buck-boost.

II. 4. 1. 3. 3. Détermination des ondulations de tension et du courant

Une approximation des ondulations linéaires est faite, comme discuté précédemment les types des convertisseurs, afin de déterminer les équations qui le rendent plus facile à concevoir un convertisseur qui se réunira les spécifications des ondulations de commutation au maximum désirées.

Il est supposé que la pente de l'ondulation pendant l'une des deux intervalles de temps dans une période de commutation T_s est une fonction linéaire du temps.

Pour l'intervalle DT_s , ceci donne avec les équations (II-100) et (II-102) :

$$\begin{aligned} \frac{dv_{C_1}}{dt} &= \frac{i_{C_1}}{C_1} \approx \frac{I - I_l}{C_1}, \\ \frac{dv_{C_2}}{dt} &= \frac{i_{C_2}}{C_2} \approx \frac{-I_o}{C_2}, \\ \frac{di_l}{dt} &= \frac{v_l}{L} \approx \frac{V_i}{L}, \end{aligned} \tag{II-109}$$

où $\frac{dv_{C_1}}{dt}$, $\frac{dv_{C_2}}{dt}$, $\frac{di_l}{dt}$ sont les pentes des ondulations de commutation Δv_i , Δv_o et Δi_l respectivement. Ceci donne les expressions suivantes pour les amplitudes des ondulations crête à crête :

$$\begin{aligned} v_{i_{cc}} &= 2\Delta v_i = \frac{I - I_l}{C_1} DT_s, \\ v_{o_{cc}} &= 2\Delta v_o = \frac{-I_o}{C_2} DT_s, \\ i_{l_{cc}} &= 2\Delta i_l = \frac{V_i}{L} DT_s. \end{aligned} \tag{II-110}$$

Enfin (II-110) peut être transformée de telle sorte que les composants du convertisseur dépendent à des amplitudes des ondulations de commutation spécifiée Δv_i , Δv_o et Δi_l [26]:

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{I - I_l}{2\Delta v_i} DT_s, \\ C_2 &= \frac{-I_o}{2\Delta v_o} DT_s, \\ L &= \frac{V_i}{2\Delta i_l} DT_s. \end{aligned} \tag{II-111}$$

Chapitre III

**Poursuite du point de puissance maximale
(MPPT)**

III. 1. Introduction

Comme le montre le chapitre précédent, l'énergie extraite d'un panneau solaire est fortement limitée par les contraintes physiques des cellules photovoltaïques. La densité de puissance approximative de l'insolation sur une journée ensoleillée est de l'ordre de 1000W/m^2 . En association avec des rendements de pile solaire entre 15% et 17%, ceci rapporte un rendement maximum possible de l'alimentation électrique entre 150W/m^2 et 170W/m^2 .

Il y a deux façons d'augmenter la puissance en provenance d'un champ photovoltaïque: On peut ajouter d'autres panneaux de la gamme, ce qui signifie une augmentation des besoins en espace et une grande augmentation des coûts pour le matériel. On peut aussi essayer de faire travailler des panneaux existant toujours à son plus haut rendement possible. La figure (II.19) à la page 16 montre le point de puissance maximale (MPP) d'un panneau solaire. Si le panneau est exploité à ce point avec ses valeurs correspondantes pour le courant I_{mp} et la tension V_{mp} , le maximum du rendement est atteint.

L'objectif de ce chapitre est de trouver le meilleur mécanisme pour extraire la puissance maximale du panneau solaire et choisir l'une d'elles pour implémenter son algorithme.

Il existe de nombreuses approches à ce problème. Une grande variété de concepts conduit à une plus grande variété de circuits et des mécanismes de fonctionnement des panneaux photovoltaïques aussi proche que possible du point de puissance maximale et l'efficacité.

Certains des concepts sont très robustes et simples, tandis que d'autres nécessitent des approches de logique très sophistiquées comme les microprocesseurs combinées à haute puissance à haute efficacité de commutation des convertisseurs [26, 34]. Dans ce chapitre, on a présenté les différentes approches de poursuite du point maximum d'un panneau solaire.

III. 2. Les méthodes de poursuite du point maximum de la puissance MPPT

III. 2. 1. Assortiment simple de panneau-charge

Pour atteindre l'objectif de l'exploitation des cellules photovoltaïques à proximité de leur point de puissance maximale, la méthode d'assortiment simple de charge peut être utilisée. Dans cette méthode, le point de fonctionnement optimal du panneau solaire est déterminé soit en théorie ou en vertu de la moyenne des conditions de fonctionnement par une série de mesures. Ensuite les valeurs correspondantes pour la puissance maximale de courant et de tension (I_{mp} et V_{mp}) sont trouvées, une charge assortie est conçue.

L'avantage de cette configuration est sa simplicité. Depuis aucun autre circuit n'est utilisé, le risque d'échec de ces composants est minime pour l'ensemble du système et la perte de puissance entre le panneau et les batteries est réduite aux pertes de semi-conducteurs.

L'inconvénient de ce système est qu'il ne prend aucun compte changement de l'insolation ou de la température (et donc l'évolution de V_{mp}) en considération. En outre, les différents angles d'incidence (different angles of incidence – en anglais - AOI) sur les panneaux sont négligés. Les effets comme le vieillissement de la cellule photovoltaïque ou d'un matériau poussiéreux d'une surface de panneaux peut également causer une variation du point de puissance et du rendement maximum.

La différence entre la tension maximum V_{mp} d'alimentation électrique et la tension nominale de la batterie V_b a été avérée parfois plus que 50% pour certains panneaux solaires. Cela donne un pourcentage sensiblement réduit la puissance de sortie, si on force le panneau à travailler à des tensions différentes de 10% de la tension V_{mp} ceci entraîne une diminution de la puissance d'environ 25%.

Par conséquent, une méthode plus sophistiquée d'assortiment de panneau-charge doit être trouvée, si un plus haut rendement est désiré [26, 34].

III. 2. 2. Assortiment Semi-dynamique de charge

Une amélioration de la méthode citée dans la section (III.2.1) est nécessaire. Un certain nombre de cellules de batterie contrôlables individuellement sont connectées en série. Selon la tension de fonctionnement désirée de la cellule photovoltaïque, le nombre de cellules de batterie en série peut être changé.

On peut aussi en réarrangeant les raccordements en série et parallèles entre les différents panneaux entres eux, l'assortiment entre la charge et la rangé photovoltaïque de cellules est amélioré.

Ceci permet au système de réagir aux changements des conditions environnementales comme la température et l'irradiation et fonctionne donc plus près du MPP réel.

Cette approche exige beaucoup de circuits et de câblages supplémentaires.

En outre, l'augmentation ou la diminution par étapes de la tension de fonctionnement ne permet pas le cheminement précis du MPP.

Cette approche dans le long terme dégrade la vie des batteries.

Ces méthodes pourraient être rentables pour des usages avec cellules photovoltaïques stationnaires a condition de trouver des systèmes ingénieux et économiques de contrôle [26, 34].

III. 2. 3. La méthode de retour de l'information de tension (voltage-feedback)

Si aucune pile n'est présente dans le système pour attacher la tension de sortie à un niveau presque constant, un convertisseur DC/DC (un hacheur) peut être utilisé pour convertir le niveau de tension de la rangée de cellules photovoltaïques à un autre niveau de tension à la charge. Contrôlée par retour de l'information de la tension (voltage-feedback) de panneau et la comparaison avec une tension constante de référence peuvent être utilisées pour ajuster en permanence le rapport cyclique "d" Pulse Width Modulation (PWM) pour pouvoir approcher le maximum que possible le point de fonctionnement MPP.

Cette méthode permet d'utiliser une rangée solaire sous une charge inconnue ou des conditions de charge changeantes et peut toujours choisir un point souhaitable de fonctionnement pour le panneau.

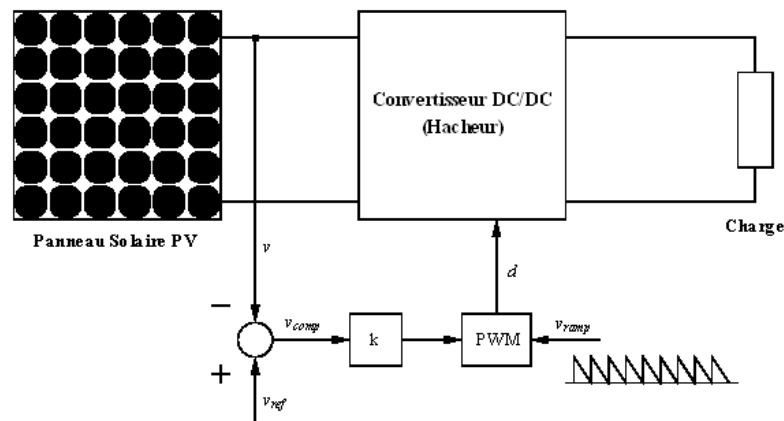


Fig. III. 1 : Voltage-feedback à modulation de largeur d'impulsions (PWM) avec un convertisseur DC/DC [26].

Les inconvénients de cette méthode sont les mêmes que pour la méthode de simple charge discutée dans le paragraphe (III.2.1) Le système ne peut pas s'ajuster au gré des changements des conditions environnementales telles que l'insolation et la température il se réfère constamment à des repères du point maximum prédéfini. Il est donc non approprié pour des usages où on a des changements fréquents et aléatoires de ces paramètres (dans des systèmes mobiles, voitures solaires par exemple).

Comme la donnée sur la tension ne suffit pas on essaye d'approcher la valeur de la tension du panneau au point maximum d'alimentation électrique V_{mp} qui peut être considéré comme une fraction constante de la tension du panneau à circuit ouvert V_{oc} . Cette relation peut être employée pour obtenir des informations sur la position actuelle du MPP et sont utilisés dans les approches suivantes.

III. 2. 4. Méthodes à contre réaction de puissance

La puissance extraite du panneau est calculée à partir des mesures de courant I et de tension V du panneau et la multiplication de ces deux grandeurs $P=V.I$.

Les méthodes à contre réaction de puissance se basent sur des algorithmes de recherche itérative pour trouver le point de fonctionnement du panneau afin que la puissance générée soit maximale sans interruption de fonctionnement du système [32].

III. 2. 4. 1. La méthode de perturbation et d'observation (P&O)

III. 2. 4. 1. 1. La méthode de perturbation et d'observation (P&O) simple

La méthode de P & O est une méthode largement utilisée à l'approche MPPT. Elle utilise un microprocesseur qui traite les valeurs de la tension V et du courant I du panneau et qui à partir de ces valeurs calcule la puissance. Ceci permet au microprocesseur de commander directement le rapport cyclique variable "d" qui génère le signal de modulation de largeur d'impulsion (PWM) pour la commande du convertisseur DC/DC. La méthode de perturbation et d'observation (P&O), génère la perturbation continue du système en augmentant ou en diminuant la tension d'opération du panneau et observe son impact sur le rendement de ce même panneau. Le diagramme suivant explicite l'algorithme de cette méthode de perturbation et d'observation (P&O) qui est implémenté dans le microprocesseur.

Comme on peut le voir dans la figure (III. 2), V et I sont mesurés pour le calcul de la puissance de sortie $P(k)$. Cette valeur de $P(k)$ est comparée à la valeur obtenue à partir de la dernière mesure $p(k-1)$. Si la puissance de sortie a augmenté depuis la dernière mesure, la perturbation de la tension de sortie se poursuivra dans le même sens que dans le dernier cycle. Si la puissance de sortie a diminué depuis la dernière mesure, la perturbation de la tension de sortie sera inversée dans la direction opposée du dernier cycle.

Avec cet algorithme la tension V est perturbée avec chaque cycle MPPT. Dès que le MPP est atteint, V va osciller autour de la tension de fonctionnement idéal V_{mp} . Cela entraîne une perte de puissance qui dépend de la largeur du pas d'une seule perturbation. Si la largeur du pas est importante, l'algorithme MPPT sera réponsu rapidement à des changements soudains des conditions de fonctionnement mais occasionnera des pertes dans des conditions changeantes lentement et dans les états stable. Si la largeur du pas est très faible les pertes dans les états stables ou les conditions changeantes lentement seront réduites, mais le système sera uniquement une réponse très lente aux changements rapides de la température ou de l'insolation. La valeur de la largeur idéale du pas est dépendante du système et doit être déterminée expérimentalement ou par simulation grâce à un logiciel technique (comme par exemple *Mathlab/Simulink*) et ainsi satisfaire un compromis entre la réponse rapide et les pertes de puissance dans les états stables[26, 34].

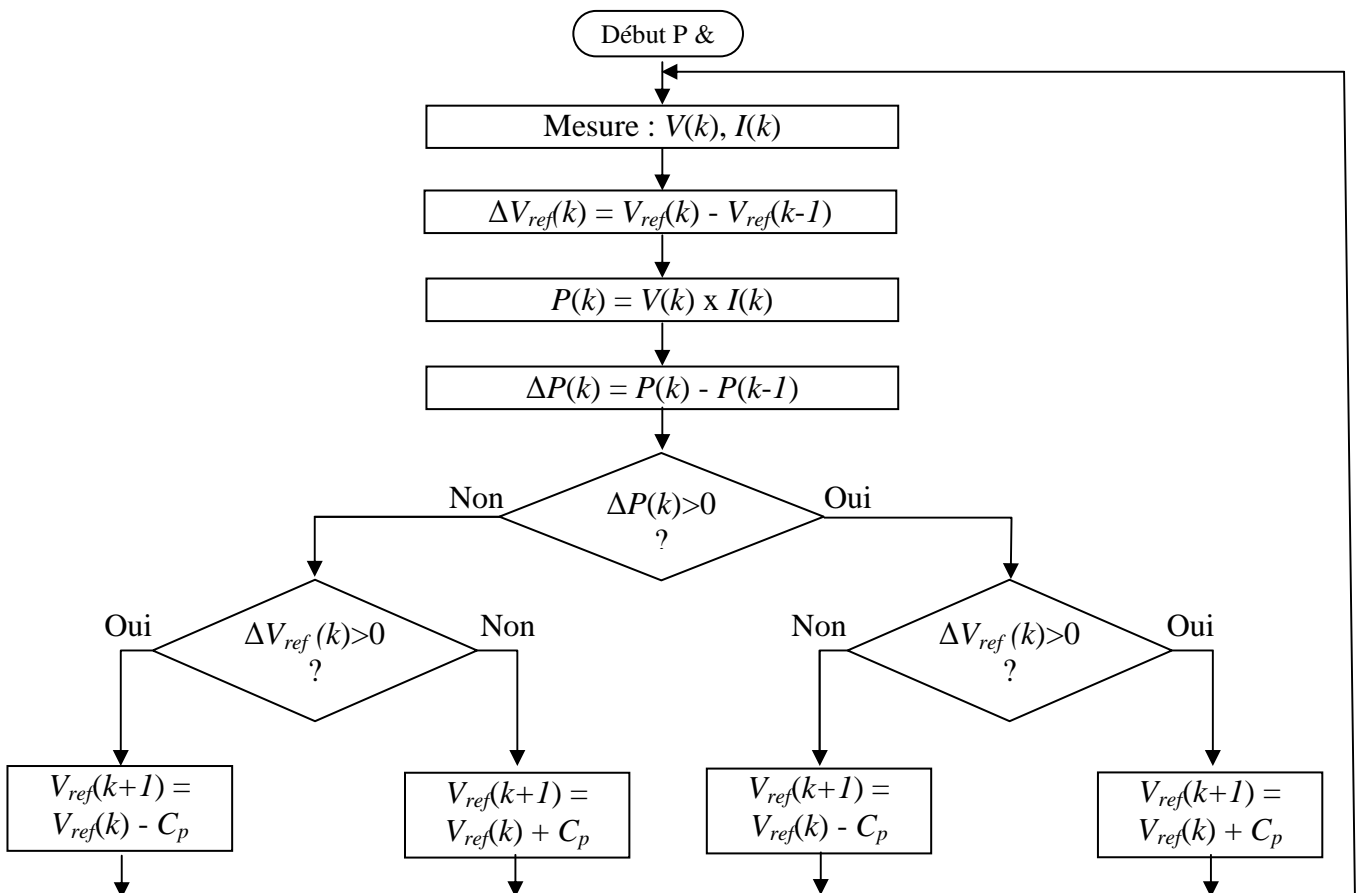


Fig. III. 2 : Algorithme de la méthode de Perturbation et d'Observation (P & O) du MPPT. Avec C_p est la largeur du pas de la perturbation [26].

Un autre inconvénient de la méthode P & O est décrit par plusieurs chercheurs. Dans le cas d'une augmentation soudaine des insolation S , l'algorithme de P & O réagit comme si l'augmentation est survenue à la suite de la perturbation précédente de la tension d'opération du panneau. La prochaine perturbation, par conséquent, sera dans la même direction que la précédente même si ce n'est pas le bon.

La prochaine perturbation, par conséquent, sera dans la même direction que la précédente. En supposant que le système oscille autour du point de fonctionnement maximum MPP, on peut le voir dans la figure (III. 3) qu'une perturbation dans un sens conduira à un point de fonctionnement loin de la réalité du MPP. Ce processus continue jusqu'à ce que l'augmentation de l'insolation ralentit ou se termine [26].

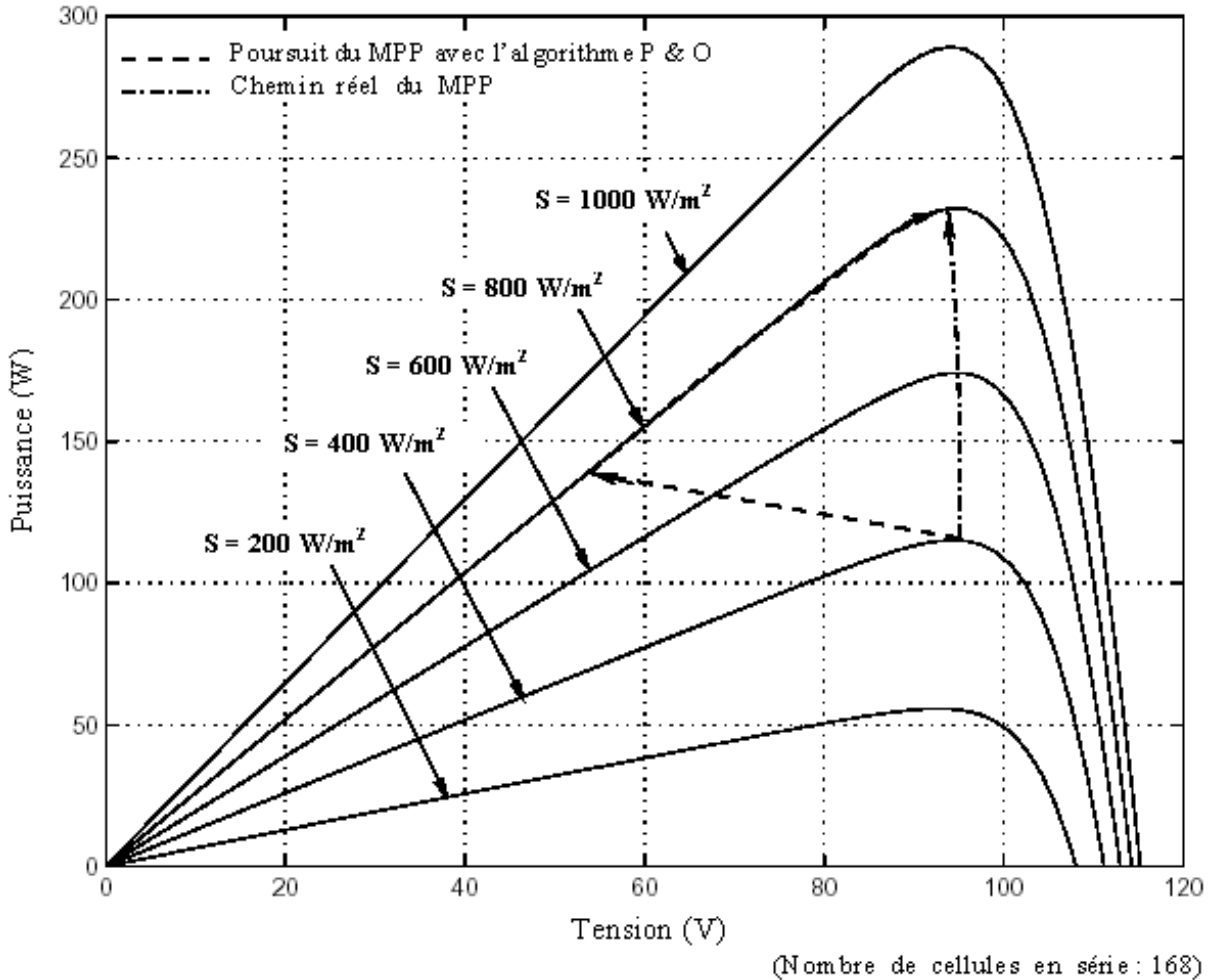


Fig. III. 3 : Déviation du MPP avec l'algorithme P & O sous l'évolution rapide des niveaux d'insolation S [26].

Dans un environnement de l'évolution rapide des conditions atmosphériques et des changements fréquents des niveaux d'ensoleillement (de 400 W/m^2 à 800 W/m^2), cette déviation du MPP peut causer des pertes importantes de puissance.

Les résultats expérimentaux montrent un rendement de 81,5%, en utilisant l'algorithme P & O. Ce n'est cependant toujours une vaste amélioration comparée au rendement de 31,3% montré le système sans mécanisme MPPT [26].

III. 2. 4. 1. 2. Amélioration de l'algorithme (P & O)

Burger propose une solution au problème de la déviation du MPP au cours de l'augmentation rapide des niveaux d'insolation. Il a introduit une nouvelle condition pour la branche "oui" de la condition $\Delta P(k) > 0$ dans l'algorithme de P & O (Figure III. 2).

Si la puissance de sortie a augmenté deux fois au cours des deux derniers cycles, ou si la direction de perturbation a été de même pour les deux dernières étapes, la direction de la perturbation de la tension de sortie est inversé. Le tableau (III. 1) illustre la table de vérité pour l'amélioration de l'algorithme avec tous les 16 états possibles de MPPT et les choix de la prochaine $\Delta V_{ref}(k+1)$.

Le tableau (III. 1) montre deux cas de manque de clarté des conditions. Ces arrivées lorsque la puissance de sortie a augmenté deux fois plus de deux étapes consécutives dans le même sens de la perturbation. Dans ce cas, il pourrait être que le système se dévie de MPP, comme indiqué dans la figure (III. 3). Par conséquent, la nouvelle condition de contrôle "cc" tel que proposé par Burger a été inclus dans l’algorithme de P & O. Si l’augmentation de la puissance de sortie est causée par la perturbation de la tension de sortie et non pas par une augmentation de l’insolation, la valeur de $P(k)$ va diminuer avec cette proposition de mesure de contrôle dans le sens inverse. Si l’augmentation de la puissance de sortie est causée par une augmentation de l’insolation, la puissance sera toujours de plus en plus, même avec ce renversement de la perturbation. Par conséquent, le système sera oscillant autour de son précédent point de fonctionnement jusqu’à ce que l’augmentation de l’insolation se termine. Le comportement exact du système à cette amélioration de l’algorithme de P & O sera discuté avec Simulink® (les simulations dans le chapitre suivant) [26, 34].

Cette amélioration de la méthode de perturbation et d’observation (P & O) est nécessaire que si les conditions de température et d’insolation sont très changeantes sinon la méthode classique est efficace et a déjà fait ses preuves [26].

$\Delta V_{ref}(k-1)$	$\Delta P(k-1)$	$\Delta V_{ref}(k)$	$\Delta P(k)$	Etat de système	$\Delta V_{ref}(k+1)$
-	-	-	-	Invalide	+
-	-	-	+	Invalide	+
-	-	+	-	Diminution de S	-
-	-	+	+	$V < V_{mp}$	+
-	+	-	-	$V \approx V_{mp}$	+
-	+	-	+	Nouvelle condition, <i>cc vraie</i>	+
-	+	+	-	$V > V_{mp}$	-
-	+	+	+	Augmentation de S , <i>cc vraie</i>	-
+	-	-	-	Diminution de S	+
+	-	-	+	$V > V_{mp}$	-
+	-	+	-	Invalide	-
+	-	+	+	Invalide, <i>cc vraie</i>	-
+	+	-	-	$V < V_{mp}$	+
+	+	-	+	Augmentation de S , <i>cc vraie</i>	+
+	+	+	-	$V \approx V_{mp}$	-
+	+	+	+	Nouvelle condition, <i>cc vraie</i>	-

Tabl. III. 1. Table de vérité pour l'amélioration de l'algorithme de P & O avec déviation de condition de contrôle "cc" du MPP. S est le niveau d'insolation, V est la tension de fonctionnement et V_{mp} est la tension de la puissance maximale [26].

III. 2. 4. 2. La méthode de l'algorithme "Incrémental Conductance" (IncCond)

III. 2. 4. 2. 1. La méthode de l'algorithme "Incrémental Conductance" (IncCond) simple

Pour éviter les inconvénients de la méthode perturbation et observation P&o MPPT, Hussein et d'autres ont développé l'algorithme d'incrémental de la conductance MPPT (IncCond) a été développé.

Il est basé sur le fait que la dérivée de la puissance P par rapport à la tension V du panneau est égale à zéro au point de puissance maximale (MPP).

Les caractéristiques de cette dérivée sont explicitées dans la figure (III. 4) :

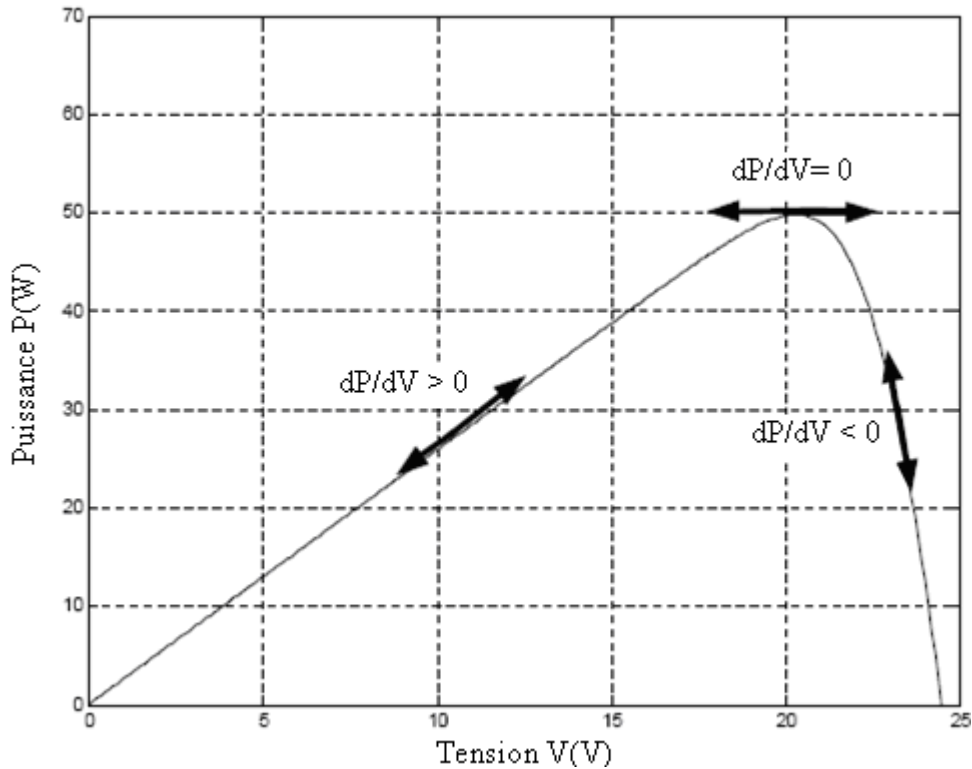


Fig. III. 4 : Caractéristiques de la dérivée autour du point de puissance maximale (MPP) [26].

Ceci donne les équations suivantes:

$$\frac{dP}{dV} = 0 \quad \text{pour : } V = V_{mp} \quad \text{(III-1)}$$

$$\frac{dP}{dV} > 0 \quad \text{pour : } V < V_{mp} \quad \text{(III-2)}$$

$$\frac{dP}{dV} < 0 \quad \text{pour : } V > V_{mp} \quad \text{(III-3)}$$

on a : $P = VI$, alors on développe la dérivé dP/dV :

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(VI)}{dV} = I \frac{dV}{dV} + V \frac{dI}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \quad \text{(III-4)}$$

La combinaison des ces équations donne :

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \quad \text{pour : } V = V_{mp} \quad \text{(III-5)}$$

$$\frac{dI}{dV} > -\frac{I}{V} \quad \text{pour : } V < V_{mp} \quad \text{(III-6)}$$

$$\frac{dI}{dV} < -\frac{I}{V} \quad \text{pour : } V > V_{mp} \quad \text{(III-7)}$$

$-\frac{I}{V}$: c'est la conductance et $\frac{dI}{dV}$: la conductance instantanée.

Avec ces relations on pourrait développer l'algorithme d'incrémentement de la conductance et ceci est représenté sur le schéma suivant figure (III.5) [26, 32 et 34]:

L'algorithme est mis en application en l'implémentant sur un microprocesseur qui contrôle directement le convertisseur DC-DC via le rapport cyclique d comme montré par la figure (III.1).

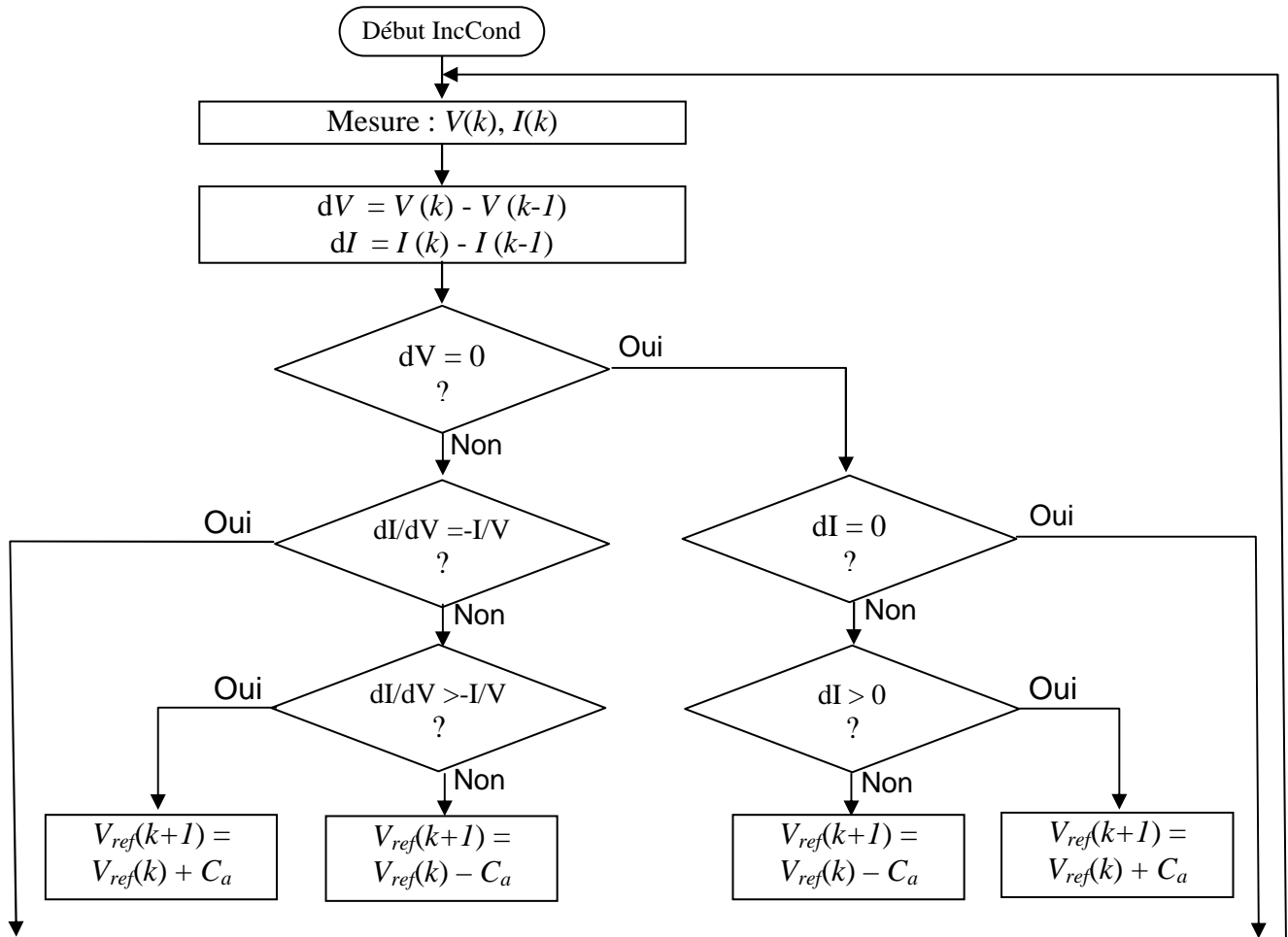


Fig. III. 5 : Algorithme de la méthode de 'IncCond' du MPPT. Avec C_a est la largeur du pas d'ajustement [26].

III. 2. 4. 2. 2. La méthode de l'algorithme "Incrémental Conductance" amélioré

L'amélioration de méthode précédente propose une solution à ce problème serait d'ajouter une petite erreur marginale ε à l'état maximum de puissance $\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V}$ tel qu'on assume que le MPP est trouvé si la condition $\left| \frac{dI}{dV} + \frac{I}{V} \right| \leq \varepsilon$ est vérifiée et pour le maintien de cette stabilité la condition sur le courant lorsque le MPP est atteint $dI = 0$ est approximée et devient $|dI| \leq \frac{\varepsilon}{10}$.

Ceci nous permettra d'avoir un contrôle sur la sensibilité de cette algorithme en plus du contrôle du pas du rapport cyclique C_a .

La valeur ε devra être déterminée en faisant un compromis entre le besoin de travailler exactement au point de puissance maximale MPP et à la possibilité d'une oscillation autour de lui. Il dépendra également de la largeur choisie de pas de perturbation C_a .

III. 2. 4. 3. La méthode de poursuite MPPT analogique

Cette méthode utilise directement la tension et le courant du panneau pour le contrôle du MPP. L'image de la puissance du panneau est obtenue par la multiplication des grandeurs précédentes. Pour déduire le sens de variation de la puissance deux filtres RC de constantes de temps différentes créent un retard différent pour les deux branches P1, P2, en association avec un comparateur de tension.

Ces deux signaux génèrent un signal qui représente la dérivée. Lorsque la puissance diminue la sortie du comparateur est négative, dans le cas contraire elle est positive. Ces créneaux attaquent une bascule JK où sa sortie bascule pour chaque front montant ou descendant du comparateur, la sortie de la bascule est

intégrée par un circuit RC passe bas pour générer une tension continue qui sert comme tension de référence pour la génération de la PWM, (Figure III.10) [26, 34].

Lorsqu'on a une augmentation rapide de l'ensoleillement, le mécanisme de poursuite est incapable de déterminer la cause de l'augmentation de la puissance si elle est causée par le déplacement du point de fonctionnement ou par des variations des conditions de fonctionnement. Cela cause la déviation du MPP ce qui engendre des pertes de puissance. Autre inconvénient, lorsqu'on a des changements rapides d'ensoleillement ou des parasites dans le courant, la bascule change d'état incorrectement et le point de fonctionnement s'éloigne de plus en plus du MPP jusqu'à ce que la sortie de la bascule se fixe à un niveau bas et le rapport cyclique D se fixe à zéro. Alors le système se bloque jusqu'à un nouveau redémarrage.

Pour remédier à ce problème, [39] propose un contrôle du courant de sortie du panneau. S'il y a un arrêt du mécanisme de poursuite, le courant du panneau se fixe dans une valeur très basse ou très haute selon le type du convertisseur (Boost ou Buck). À ce cas on force la bascule à changer d'état pour que le point de fonctionnement s'éloigne des limites. L'avantage de cette technique réside dans sa simplicité d'implémentation et son bas prix [40].

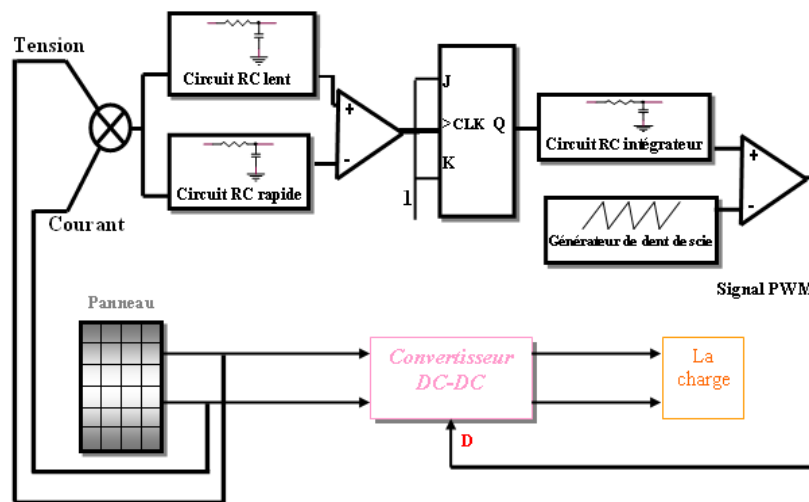


Fig. III. 6 : Modulation de la largeur d'impulsion PWM par un mécanisme analogique de la poursuite du point de puissance maximale [32].

III. 2. 4. 4. Oscillation forcée

Dans toutes les méthodes de MPPT discutées jusqu'ici, une dérivée d'un des paramètres du panneau solaire a été employée de diverses manières de façon à déterminer l'endroit relatif du MPP.

L'ajustement approprié de la tension de fonctionnement nous a mené par la suite à une oscillation étroite autour du MPP. Ces oscillations étaient automatiquement produites par la commande utilisée de contrôle par retour de l'information.

Une nouvelle méthode avec une oscillation obligatoire du point de fonctionnement est apparue dont le principe est d'ajoutée à la tension de fonctionnement du panneau une petite ondulation de 100 Hertz. Ceci a comme conséquence une ondulation de la puissance dont la phase et l'amplitude dépendent de la position du point de fonctionnement relativement au MPP.

La figure (III.7) montre comment une ondulation ou modulation de la tension V du panneau cause une ondulation de la puissance.

Si cette modulation se produit dans le secteur au-dessous du MPP noté (A), la tension et l'ondulation de la puissance seront parfaitement en phase.

Si la modulation se produit à un point d'opération dans le secteur au-dessus du MPP noté (B), l'ondulation de la puissance sera déphasé de 180 degrés.

Dans le cas spécial où le point de fonctionnement est exactement au MPP, l'ondulation de la puissance aura deux fois la fréquence de l'ondulation de tension et une faible amplitude.

Un détecteur synchrone est mis à la sortie du signal proportionnel à la puissance comme pour la méthode analogique qui est lui même synchronisé par l'ondulation de tension d'alimentation V .

Ce détecteur analyse la phase et l'amplitude du signal et produit un signal d'erreur proportionnel à la distance entre le point de fonctionnement et le point maximum MPP. Le signal d'erreur agit sur la commande du PWM qui agit sur le convertisseur DC/DC.

L'avantage de cette méthode est que l'analyse de phase et d'amplitude fournit les informations sur l'endroit du MPP. Le signal du détecteur synchrone converge lentement vers zéro tant que le point de fonctionnement approche le MPP. Il n'y aura aucune oscillation autour du MPP causée par la largeur du pas du MPPT comme pour les méthodes déjà étudiées. La seule oscillation qui se produit avec cette méthode est la modulation de 100Hz de la tension de fonctionnement. L'inconvénient de cette méthode est la difficulté à évaluer les signaux de faibles amplitudes et les bruits dus aux commutations. Ce bruit peut être éliminé en employant un filtre passe-bas, mais ceci aboutira à d'autres pertes dans l'amplitude du signal. Quand le point de fonctionnement approche le MPP, l'amplitude du signal diminuera et on aura des difficultés avec le détecteur synchrone pour maintenir un signal de sortie stable. Si on augmente l'amplitude du signal de modulation pour améliorer le rapport signal sur bruit, ceci mènera également à des oscillations plus élevées au MPP et augmentera donc les pertes en puissance [26, 34].

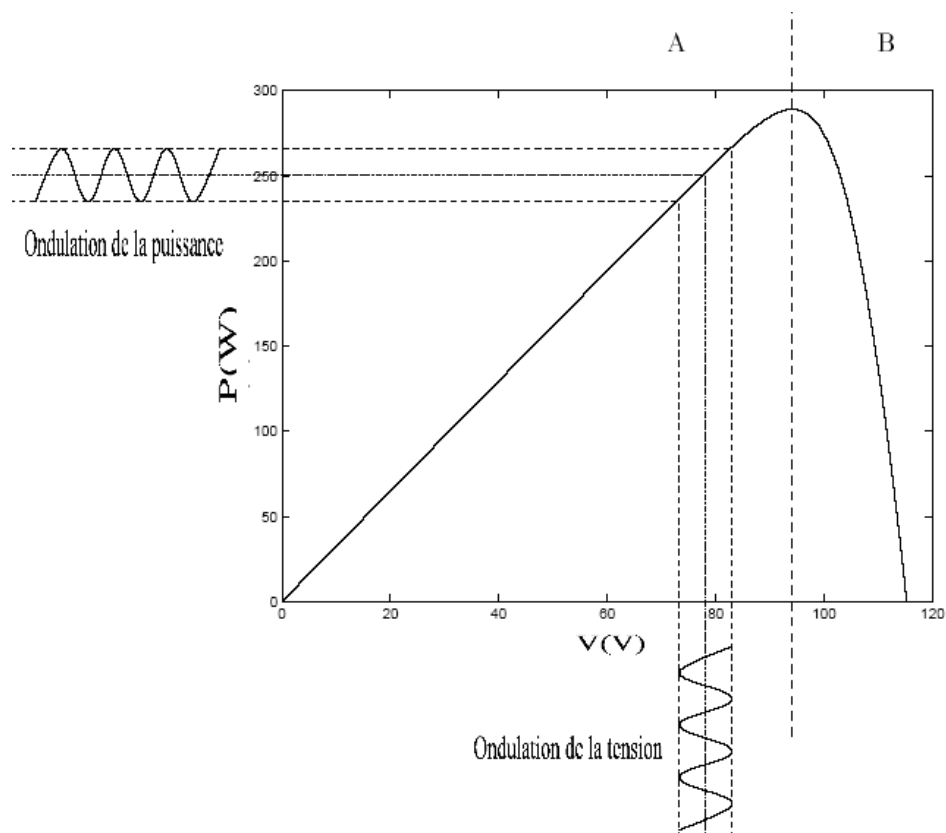


Fig. III. 7. Courbe P-V solaire avec l'ondulation de la puissance provoquée par la matrice de modulation de tension. La lettre A indique la zone d'exploitation d'un point au-dessous du MPP, la zone B au-dessus du MPP [26].

III. 2. 4. 5. MPPT à base de logique floue

La logique floue a fait son apparition en 1965 avec les travaux de *L. Zadeh*. Ce dernier a formalisé la représentation et le traitement de connaissance imprécises ou approximatives afin de traiter des systèmes de grande complexité ou mal connus. La logique floue intervient dans la manipulation des connaissances imparfaites et elle est survenue comme une alternative efficace pour de tels systèmes [35, 36].

Généralement, la perception de l'homme pour un système donné n'est pas basée sur des modèles mathématiques précis, dans cette partie la poursuite du point de puissance maximum d'un système photovoltaïque s'y prête bien. En l'état actuel, les deux domaines d'applications de la logique floue qui deviennent de plus en plus importants, sont décrits dans [35, 37]:

- la conception de régulateurs pour des procédés difficilement modélisables,
- la conception de régulateurs non linéaires pour des procédés modélisables.

La commande floue a les mêmes objectifs de régulation et de poursuite qu'une commande réalisée en automatique classique. Cependant, il est possible de se passer d'un modèle explicite du procédé à commander. C'est le plus souvent, le savoir-faire d'un expert ou d'opérateurs qualifiés manipulant le procédé qui est pris en compte pour l'élaboration de la loi de commande.

Cette approche est basée sur deux concepts essentiels : celui de la décomposition d'une plage de variation d'une variable sous forme de nuances linguistiques : "faible", "moyen", "élevé" ...et des règles provenant de l'expertise de l'opérateur humain, qui expriment, sous forme linguistique, comment doivent évoluer les commandes du système en fonction des variables observées : "Si l'erreur est positivement grande et La variation de l'erreur est positivement grande Alors la variation de la sortie est très négative". L'objectif de la commande est d'extraire et de poursuivre la puissance maximale d'un générateur photovoltaïque pour différentes insolation et différentes valeurs de température. La puissance maximale qui correspond au point de fonctionnement optimal est déterminée pour différentes insolation des rayons solaires, ainsi que pour différentes variations de température. Dans ce qui suit, on va détailler les étapes de réalisations du contrôleur flou. Dans un but de poursuivre le PPM; comme dans toutes les méthodes précédentes un convertisseur DC/DC (continu/continu) est généralement utilisé entre la source d'entrée (le générateur PV) et la charge. Le contrôleur flou comporte les trois blocs suivants: Fuzzification des variables d'entrées par l'utilisation des fonctions trapèze et triangulaire, ensuite l'inférence ou ces variables fuzzifiées sont comparées avec des ensembles prédéfinis pour déterminer la réponse appropriée. Et enfin la défuzzification pour convertir les sous-ensembles fuzzifiés en valeurs en utilisant la défuzzification centroïde.

III. 2. 4. 5. 1. Principe d'une commande floue

A. Structure du régulateur

La figure qui suit présente un système qui contient un régulateur flou. Il a une structure identique à un système à réglage par feedback classique (ou réglage par contre réaction d'état). Il est constitué de :

- S : le système à régler ;
- OCM : l'organe de commande ;
- RLF : le régulateur par logique floue ;
- w : la grandeur de consigne ;
- u_{cm} : le signal de commande fourni par le RLF ;
- u : la grandeur de commande fournie par l'OCM ;
- v : une perturbation ;
- y : la grandeur à régler (ou sortie) ;
- y_M : le vecteur qui contient les grandeurs mesurées.

Ce dernier contient en général la grandeur à régler y et, le cas échéant, d'autres grandeurs mesurées qui sont déterminantes pour saisir l'évolution dynamique du système à régler [38].

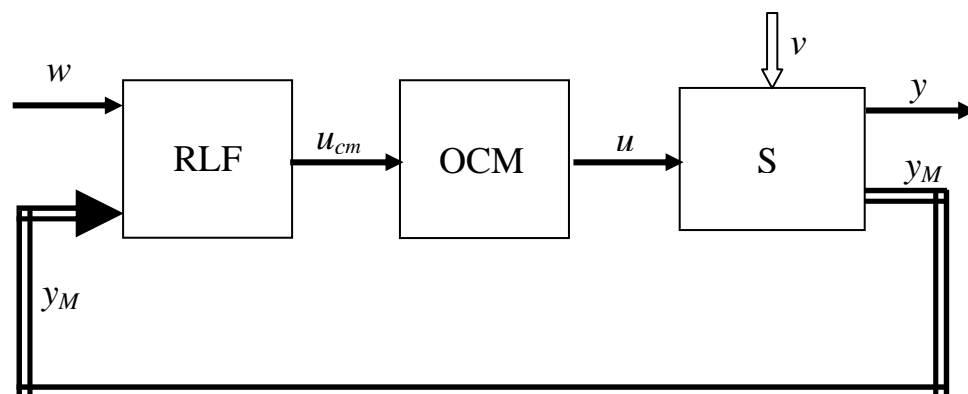


Fig. III. 8 : Structure d'un réglage multivariable par logique floue (schéma de principe) [38].

B. Configuration interne

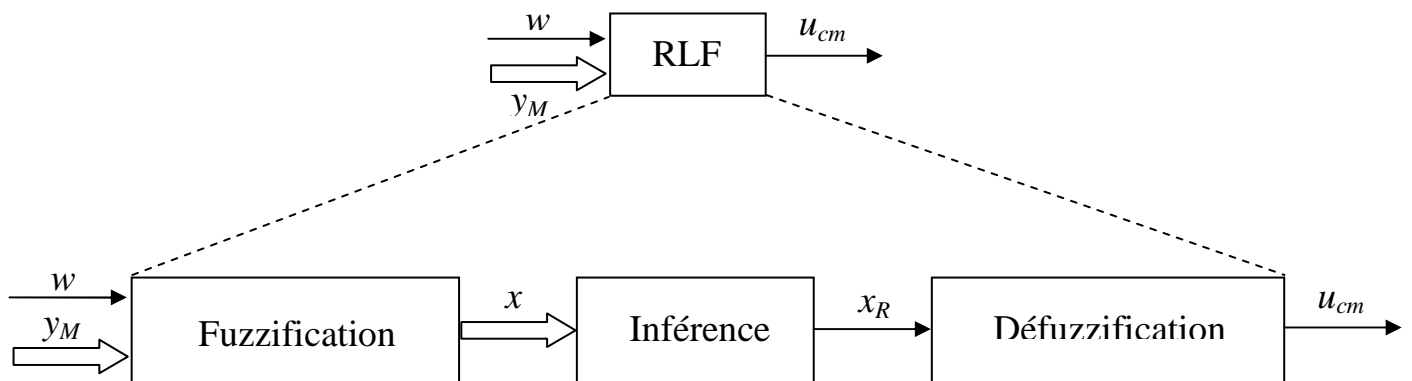


Fig. III. 9 : Configuration interne d'un régulateur par logique floue [38].

Dans la configuration interne d'un régulateur par logique floue, on distingue trois parties :

1. La fuzzification : conversion des valeurs d'entrées (grandeurs physiques) en grandeurs floues réunies dans le vecteur x .
2. L'inférence (avec la base de règles) : prise des décisions (chaque règle activée donne un sous-ensemble flou de sortie).
3. La défuzzification : conversion des sous-ensembles flous de sortie en valeurs déterminées [38].

IV. 3. Conclusion

On a vu plusieurs méthodes de poursuites MPPT, chacune avec ses avantages et ses inconvénients, le choix devant s'effectuer selon les applications auxquelles elles sont destinées.

On a proposé ainsi notre méthode de contrôle qui est une méthode intelligente basée sur un contrôleur flou. Les résultats du comportement du système photovoltaïque avec la méthode proposée seront expliqués dans le chapitre suivant.

Chapitre IV

Simulation et Evaluation du MPPT

IV. 1. Introduction

Les logiciels de simulations sont des outils puissants pour tester et évaluer l'exécution théorique des systèmes. Les conditions d'exécution du dispositif à tester peuvent être facilement contrôlable.

La simulation nous permet de passer de la conception du système théorique à la réalisation pratique avec plus d'assurance car les changements lors de la conception peuvent être faits facilement dans un système simulé, ceci nous permet d'expérimenter un ensemble large de variations et de choisir enfin la solution optimale.

Pour simuler les méthodes numériques de MPPT (Incrémentation de la Conductance simple et améliorée) on utilise le logiciel de MathWorks Matlab qui inclut l'outil de simulation Simulink®.

Simulink® tient compte de la division d'un système simulé en un certain nombre de sous-ensembles. Ces sous-ensembles peuvent être modélisés et examinés individuellement et interconnecté plus tard. Ceci permet d'établir des sous-ensembles physiques comme le panneau solaire, les batteries, le convertisseur DC/DC, et l'algorithme MPPT choisi [26].

IV. 2. Schéma global de la simulation

La figure (IV.1) montre le schéma fonctionnel sous Simulink® du système solaire général, ce dernier se compose des éléments suivants :

- Le panneau solaire,
- le convertisseur dc-dc (le hacheur),
- la batterie,
- et le contrôleur MPPT.

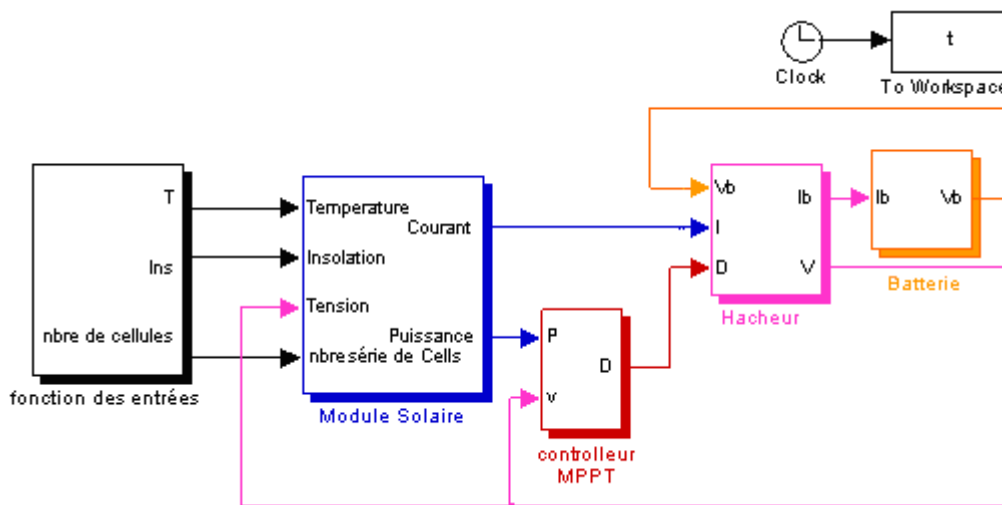


Fig. IV. 1 : Schéma global de la simulation de la méthode Incrémentation de la Conductance [32].

La partie suivante permettra de clarifier la façon dont les différents sous-blocs de cette étude qui ont été modélisés et des équations mathématiques sur lesquelles elles sont fondées [26].

IV. 2. 1. Le panneau solaire

Nous avons utilisé les équations du paragraphe (II.16) relatives aux panneaux solaires série.

$$I = I_{ph} - I_{S_1} \left[e^{\frac{q(V + I zR_s)}{z n_1 k T_{CK}}} - 1 \right] - I_{S_2} \left[e^{\frac{q(V + I zR_s)}{z n_2 k T_{CK}}} - 1 \right] - \frac{V + I zR_s}{zR_{Sh}}$$

où :

$$I_{ph}(T) = I_{ph}|_{(T=298)} \cdot [1 + (T - 298K) \cdot 5.10^{-4}]$$

$$I_{ph}|_{(T=298)} = 3.25A$$

avec :

$$I_{s_1} = K_1 T^3 e^{-\frac{E_g}{kT}} \quad \text{et} \quad I_{s_2} = K_2 T^{5/2} e^{-\frac{E_g}{kT}}$$

$$K_1 = 1.2A/cm^2 K^3 \quad \text{et} \quad K_2 = 2.9 \cdot 10^5 A/cm^2 K^{5/3}$$

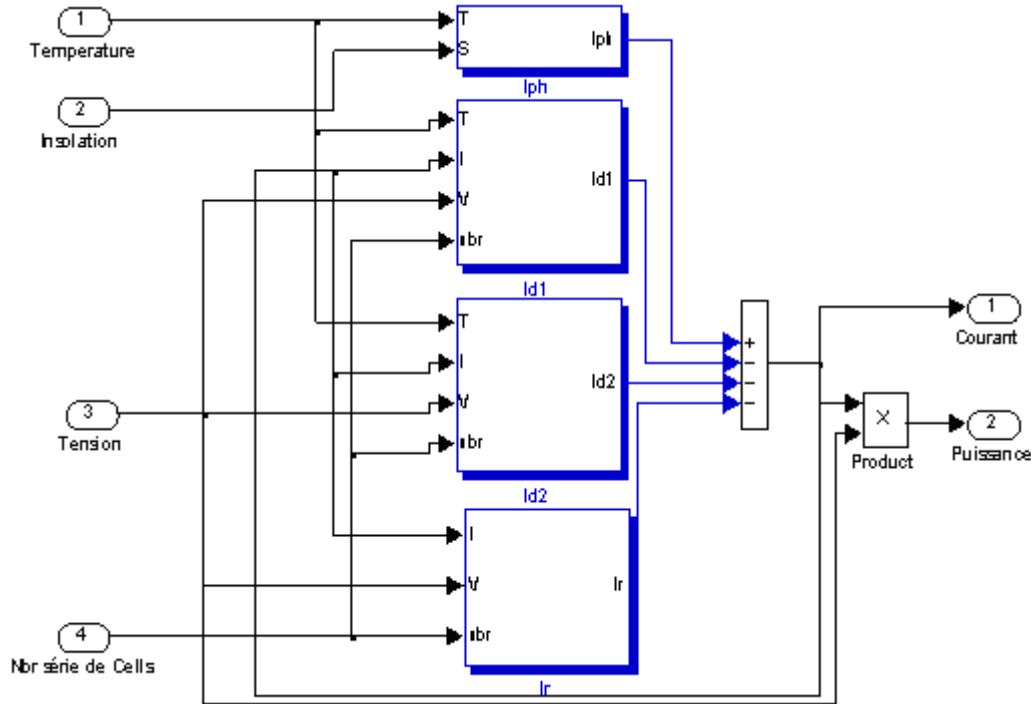


Fig. IV. 2 : Schéma bloc de la simulation du panneau solaire avec 36 cellules sous 1000W/m² [32].

IV. 2. 2. Le convertisseur dc-dc (Le hacheur)

IV. 2. 2. 1. Hacheur buck

Les équations de base de convertisseur buck ont été fournies dans la section (II.4.1.1) comme les expressions (II-48)-(II-50) pour la période de temps et de DT_s (II-51)-(II-53) pour $D'T_s$. Elles doivent être utilisées pour obtenir une moyenne de description du système quand en employant l'équation (II-91) :

$$\begin{aligned} \frac{dv}{dt} &= \frac{1}{C_1} [i - di_l] \\ \frac{dv_b}{dt} &= \frac{1}{C_2} [i_l - i_b] \\ \frac{di_l}{dt} &= \frac{1}{L} [dv - v_b] \end{aligned} \tag{IV-1}$$

Lorsque la dérivé d/dt d'une variable est égal à zéro (c'est-à-dire, dans le cas de l'état stable), ces équations sont équivalentes à l'état stable dc modèle dérivé de la section (II.4.1.1) que les expressions (II-76)-(II-78). Si $d/dt \neq 0$, les équations (IV-1) constituent un système dynamique. Elles doivent être traduire en une forme qui est adapté à l'interconnexion de leurs représentant du système des blocs avec le reste de la simulation de système d'alimentation [26] :

$$i_b = i_l - C_2 \frac{dv_b}{dt}, \tag{IV-2}$$

$$i_l = \frac{1}{d} \left(i - C_1 \frac{dv}{dt} \right), \tag{IV-3}$$

$$v = \frac{1}{d} \left(v_b + L \frac{di_l}{dt} \right). \tag{IV-4}$$

Ces expressions peuvent alors être mises en œuvre dans Simulink® comme le montre la figure (IV.3) pour l'équation (IV-4).

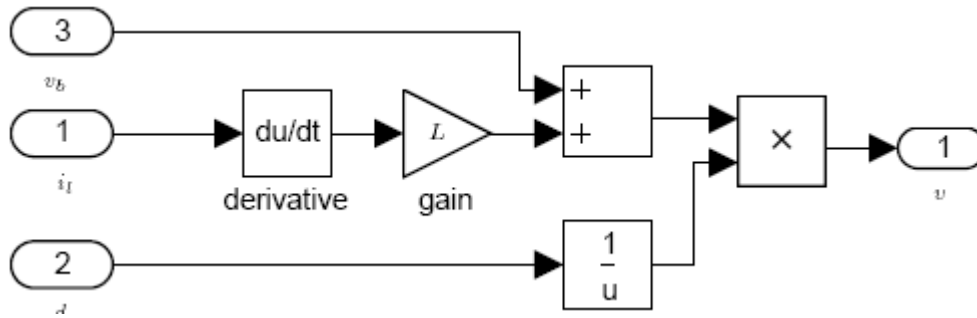


Fig. IV. 3 : Implémentation de l'équation (VI-4) [26].

Trois sous-systèmes, chacun représentant l'une des équations (IV-2)-(IV-4), sont combinés pour former un modèle de simulation du convertisseur buck comme le montre la figure (IV.4). Le choix de la forme des équations (IV-2)-(IV-4) permet l'utilisation de la tension de sortie du convertisseur v comme un apport direct à déjà discuté le modèle de panneau solaire. De la même manière, le convertisseur de courant de sortie i_b doit y être utilisé comme un apport direct à la batterie de simulation de bloc.

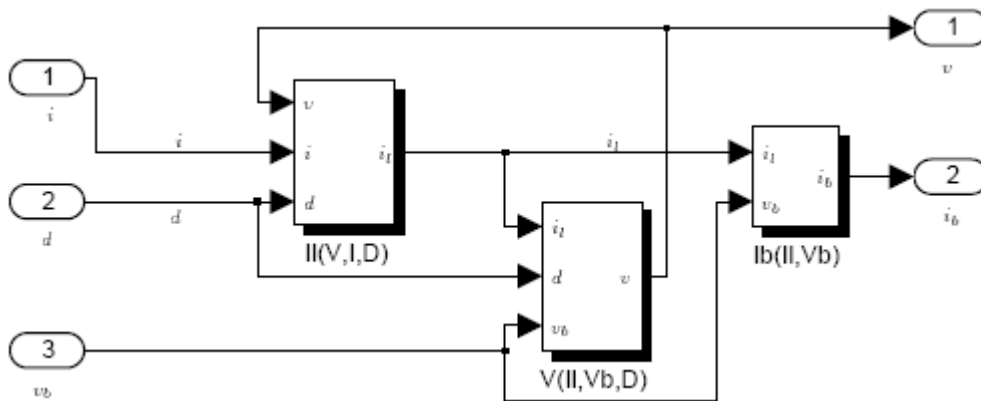


Fig. IV. 4 : Schéma pour la simulation d'un convertisseur mâle [26].

IV. 2. 2. 2. Hacheur boost

Les expressions de base décrivant l'impulsion du convertisseur ont été données dans la section (II.4.1.3) que les équations (II-87) et (II-88).

Elles peuvent être utilisées comme indiqué ci-dessus pour calculer la moyenne de modèle :

$$C_1 \frac{dv}{dt} = d(i - i_l) + d'(i_l - i) = i - i_l,$$

$$C_2 \frac{dv_b}{dt} = d(-i_b) + d'(i_l - i_b) = (1 - d)i_l - i_b,$$

$$L \frac{di_l}{dt} = dv + d'(v - v_b) = v - (1 - d)v_b. \tag{IV-5}$$

Les équations sont ensuite réorganisées afin de permettre l'interconnexion de l'impulsion bloc convertisseur de simulation avec le reste du système:

$$i_l = i - C_1 \frac{dv}{dt}, \quad (IV-6)$$

$$i_b = (1-d)i_l - C_2 \frac{dv_b}{dt}, \quad (IV-7)$$

$$v = (1-d)v_b + L \frac{di_l}{dt}. \quad (IV-8)$$

Ces équations sont implémentées dans Simulink® de la manière évoquée dans la section précédente pour le convertisseur buck.

Le schéma correspondant doit y être trouvé à la figure A.3 à l'annexe A.

IV. 2. 2. 2. Hacheur Buck/Boost

Les équations de base du convertisseur buck/boost ont été calculées en tant que (II-100) et (II-101) dans la section (II.4.1.3) Leur système moyen doit y être considéré comme suit :

$$\begin{aligned} C_1 \frac{dv}{dt} &= d(i - i_l) + d'i = i - di_l, \\ C_2 \frac{dv_b}{dt} &= d(-i_b) + d'(-i_l - i_b) = -i_b - (1-d)i_l, \\ L \frac{di_l}{dt} &= dv + d'v_b = dv + (1-d)v_b. \end{aligned} \quad (IV-9)$$

Les équations sont ensuite réorganisées afin de permettre l'interconnexion de l'impulsion bloc convertisseur de simulation avec le reste du système:

$$i_l = \frac{1}{d} \left[i - C_1 \frac{dv}{dt} \right], \quad (IV-10)$$

$$i_b = -(1-d)i_l - C_2 \frac{dv_b}{dt}, \quad (IV-11)$$

$$v = \frac{1}{d} \left[\frac{di_l}{dt} - (1-d)v_b \right]. \quad (IV-12)$$

Le schéma bloc équivalent de Simulink® pour la simulation est présenté comme la figure (A.4) de l'annexe A.

IV. 2. 3. La batterie (12V)

Pour la simulation de la batterie 12V à l'acide on pouvait la fixée comme constante quelque soit le courant I_b , mais par volonté d'approcher son fonctionnement réel sans disposer pour autant de son vrai model mathématique on à décider de lui faire de petites variations autour de sa valeur 12V qui dépendent linéairement de la valeur du courant I_b .

$$Z(s) = \frac{s^2 a_2 + s a_1 + a_0}{s^2 b_2 + s b_1 + b_0} \quad (IV-13)$$

R_{bl} (Résistance de surtension), R_{bs} (Résistance Série), R_{bp} (Résistance Parallèle), C_{bl} (Capacité de surtension), dans notre cas on prend les valeurs suivantes :

$$R_{bp} = 10e^3 \Omega ;$$

$R_{bs} = 10 \Omega$;

$R_{bl} = 5.83 \Omega$;

$C_{bl} = 25 \text{ mF}$;

$C_{bp} = (2/(V_{max}^2 - V_{min}^2))E_b$; d'où $C_{bp} = (2/(100^2 - 60^2)) * 45 * 90 * 12 * 3600 = 5.4675 \text{KF}$.

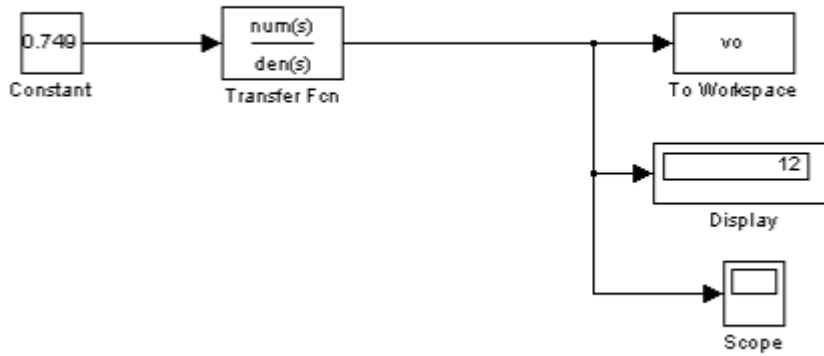


Fig. IV. 5 : Modèle “SIMULINK” de la batterie .

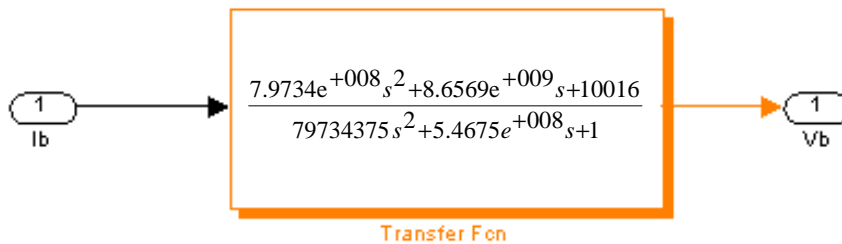


Fig. IV. 6 : Fonction de transfert de la batterie.

IV. 2. 4. Le contrôleur MPPT

Les différents algorithmes MPPT de contrôle sont implémentés de la même façon que les autres composants du système dans les sections précédentes. En plus de la fonction et l'opérateur des blocs utilisés dans les autres systèmes, un bloc de table de vérité et de plusieurs opérateurs logiques sont utilisés pour permettre conditionnelle des états du système. Les figures correspondantes se trouvent à l'annexe A.

Tous les systèmes de simulation MPPT contrôlent directement l'entrée PWM du convertisseur dc-dc en ajustant son obligation de la ratio d par incréments de $\Delta d = 0.001$.

Ce nombre a été constaté expérimentalement en utilisant Simulink® apte à être rapide, précis et fiable de poursuit de la MPP. La figure (IV.7) montre le bloc du contrôleur avec panneau de tension v et de courant i comme valeurs d'entrée et d comme sortie.

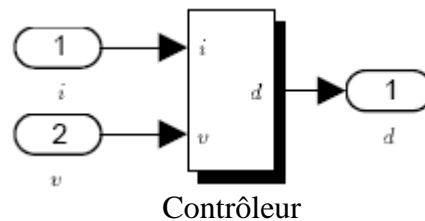


Fig. IV. 7 : Le contrôleur MPPT génère directement la variable de contrôle d de PWM.

IV. 3. Les simulations de MPPT

IV. 3. 1. Etude du système solaire passif (sans régulateur)

Le système solaire passif de la figure (IV.8) est un système sans contrôleur. Le but de cette étude est de voir le comportement des panneaux photovoltaïques sans régulateur et de montrer ainsi la nécessité d'un contrôleur MPPT.

- ❖ le panneau comporte un module de 36 cellules en série,
- ❖ la charge c'est le modèle de batterie de la figure (IV.6).

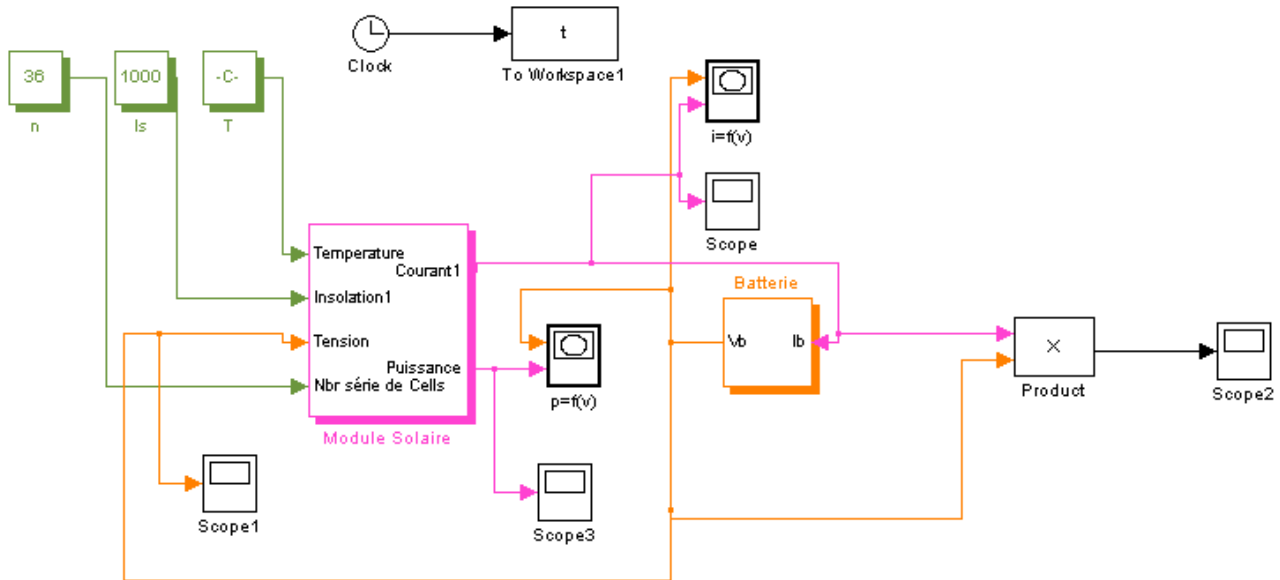


Fig. IV. 8 : Modèle “SIMULINK” du système solaire passif (sans contrôleur) [32].

IV. 3. 1. 1. Caractéristiques électriques d'un module PV

IV. 3. 1. 1. 1. Caractéristiques des courant et puissance

Cette courbe est établie dans des conditions ambiantes de fonctionnement données (température $T=25^{\circ}\text{C}$, insolation= $1000\text{W}/\text{m}^2$).

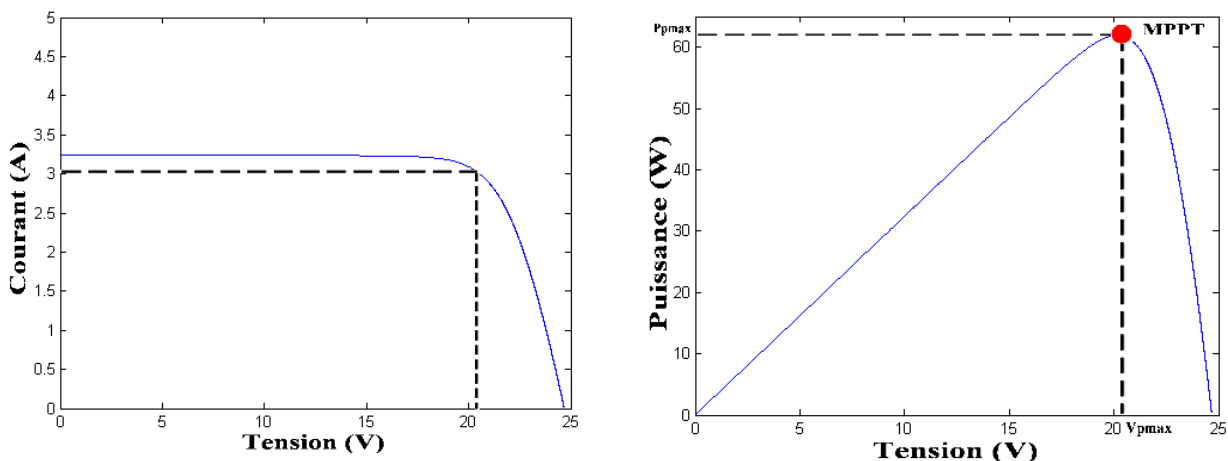


Fig. IV. 9 : Caractéristiques $I = f(V)$ et $P = f(V)$ du panneau PV ($T=25^{\circ}\text{C}$, $S=1000\text{W}/\text{m}^2$) sans régulation.

IV. 3. 1. 1. 2. L'influence de l'éclairement solaire sur le fonctionnement du panneau PV

A. Caractéristiques : $I=f(U)$

Un réseau de caractéristiques $I=f(U)$ suivant avec un éclairement variable (pour une température de jonction de 25°C et une répartition spectrale du rayonnement dit AM 1,5). On remarque que la tension V_{max} correspondant à la puissance maximale ne varie que très peu en fonction de l'éclairement, contrairement au courant I_{max} qui augmente fortement avec l'éclairement.

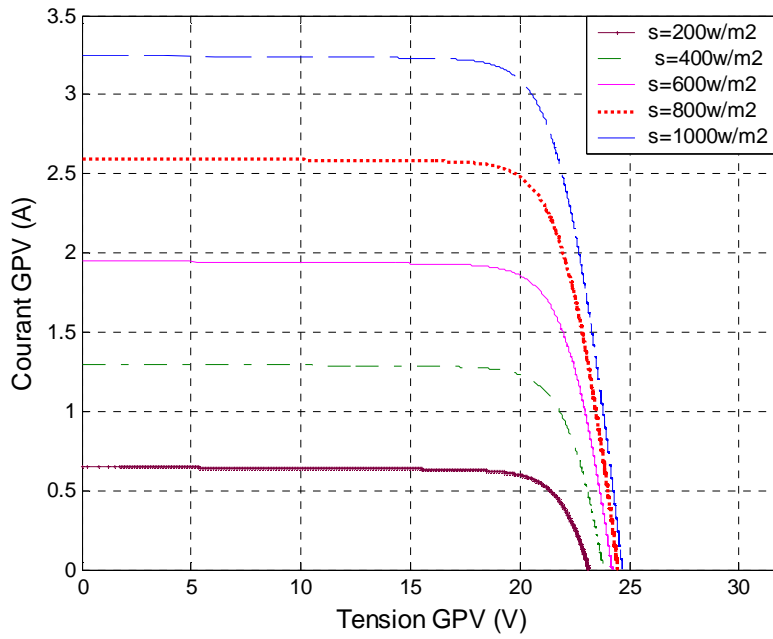


Fig. IV. 10 : Caractéristiques d'un module photovoltaïque $I=f(V)$; $T_j=25^\circ\text{C}$.

B. Caractéristiques : $P=f(U)$

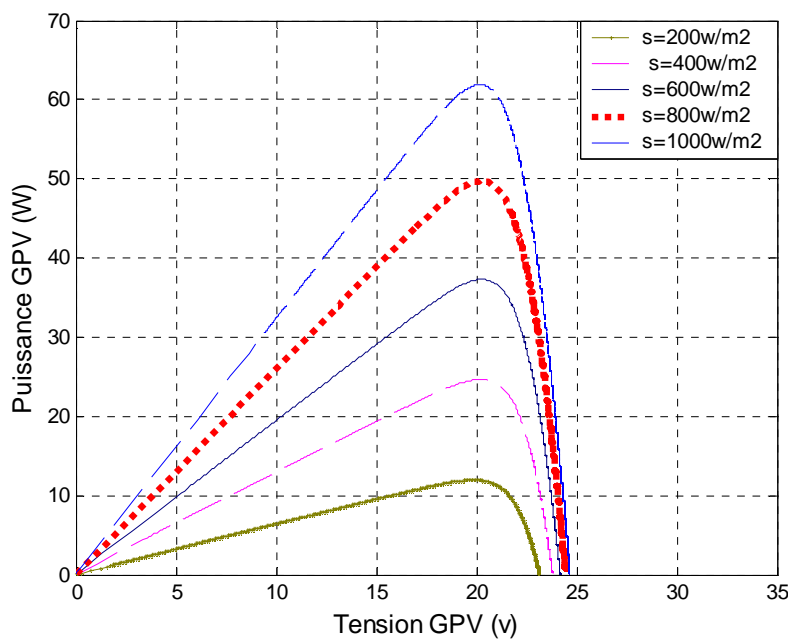


Fig. IV. 11 : Courbes de puissance en fonction de la tension aux bornes d'un panneau PV $T_j=25^\circ\text{C}$.

IV. 3. 1. 1. 3. L'influence de la température sur le fonctionnement du panneau PV

A. Caractéristiques : $I=f(U)$

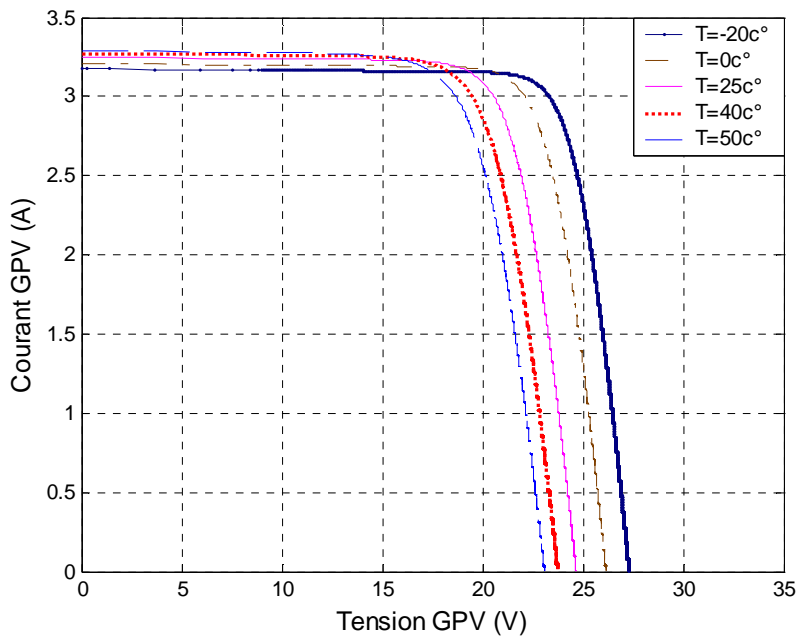


Fig. IV. 12 : Caractéristiques d'un module photovoltaïque $I=f(V)$; $S=1000W/m^2$.

B. Caractéristiques : $P=f(U)$

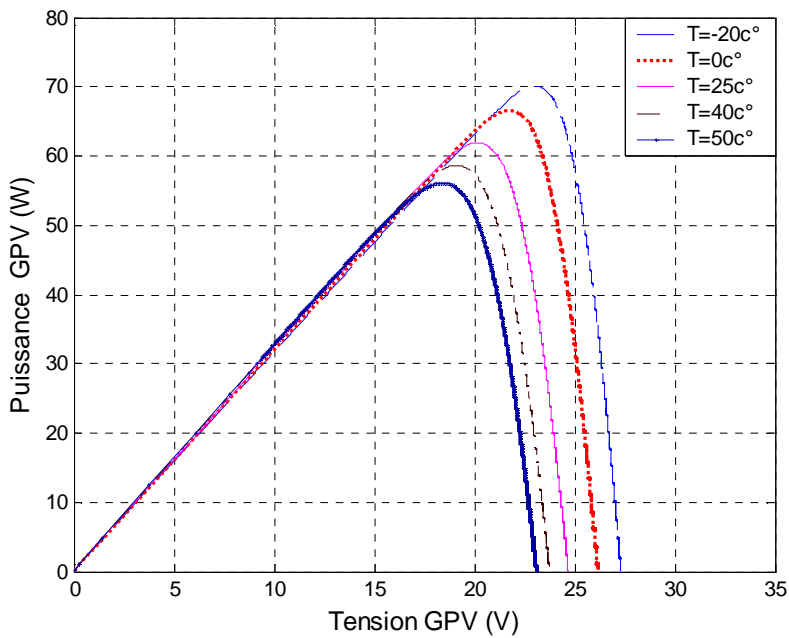


Fig. IV. 13 : Courbes de puissance en fonction de la tension aux bornes d'un panneau PV $S = 1000W/m^2$.

IV. 3. 2. Système avec régulateurs PandO, PandO amélioré, IncCond, IncCond amélioré et la méthode par logique floue

A. La méthode "perturbation et observation" simple

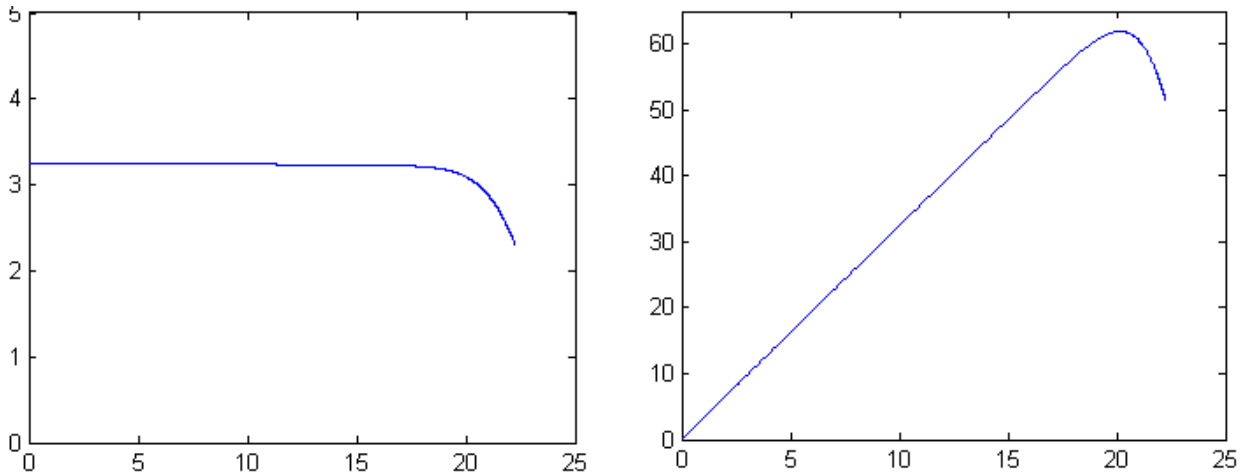


Fig. IV. 14 : Caractéristiques $I = f(V)$ et $P = f(V)$ du panneau PV ($T=25^{\circ}C$, $S=1000W/m^2$) avec régulation PandO et hacheur boost.

Ce genre de techniques basées sur la dérivée de la puissance générée par les panneaux solaires afin de traquer le point de puissance maximale MPP présente des oscillations au-dessous de ce point ce que donne que la puissance maximale n'est jamais atteinte, cela est la cause de l'approximation de la dérivée continue par une différence discrète ce qui conduit à l'impossibilité d'annuler la dérivée.

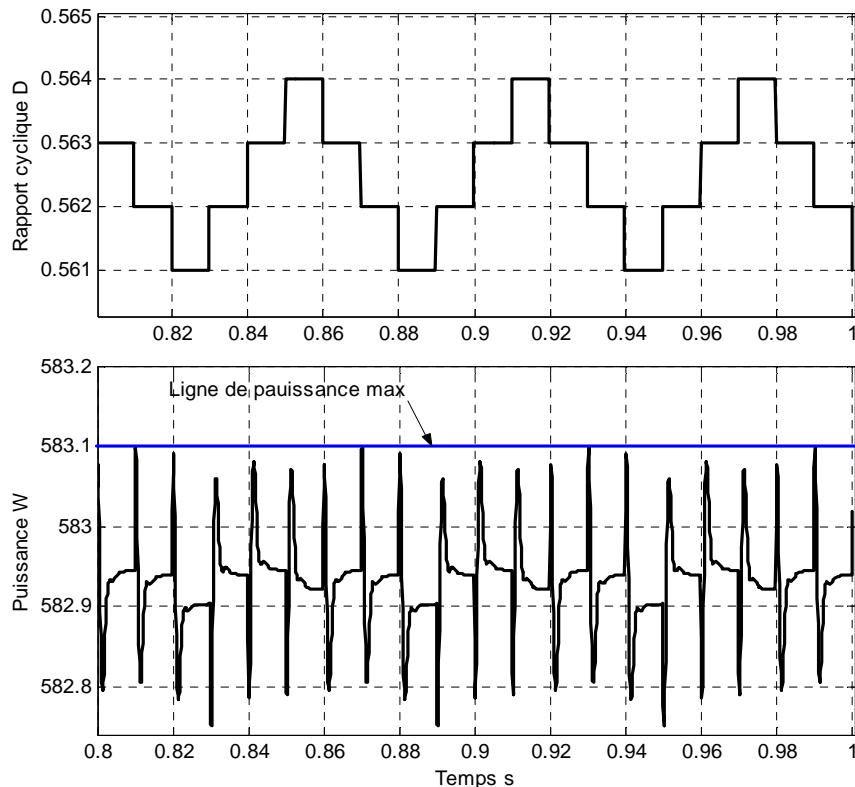


Fig. IV. 15 : Forme d'onde de rapport cyclique et de la puissance de sortie d'un circuit Boost avec la méthode 'Perturbation et observation' pour une fréquence d'échantillonnage de 100Hz.

B. La méthode "perturbation et observation améliorée"

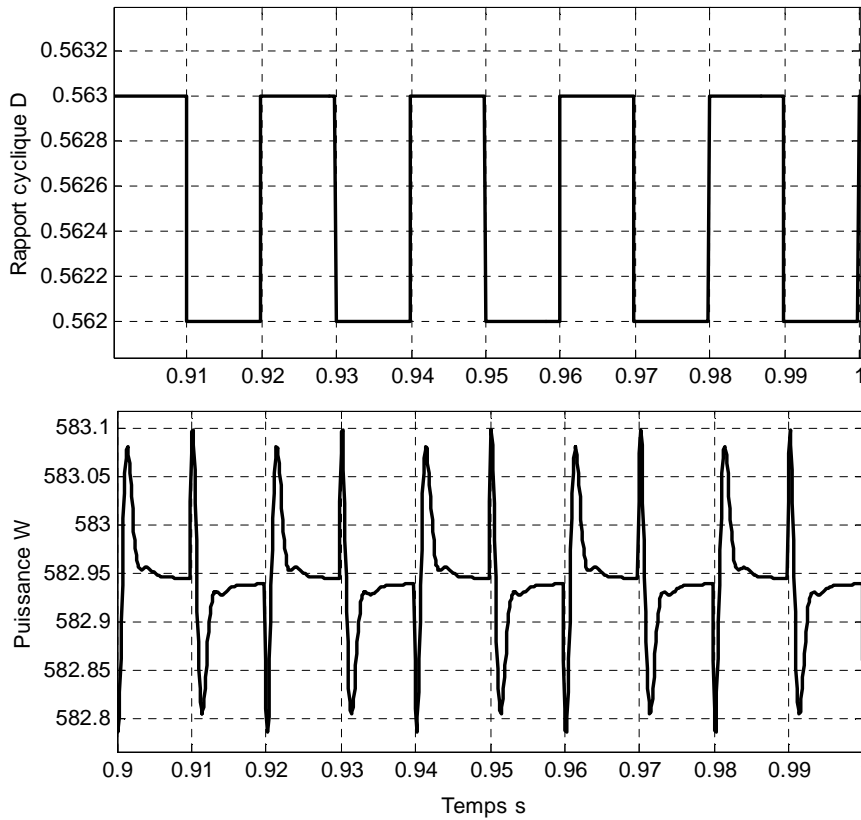


Fig. IV. 16 : Rapport cyclique et la puissance de sortie d'un circuit boost en utilisant la méthode 'perturbation et observation améliorée' sous une fréquence d'échantillonnage de 100Hz.

La courbe caractéristique d'un module PV : représente la variation du courant qu'elle produit en fonction de la tension aux bornes du panneau PV depuis le court-circuit (tension nulle correspondant au courant maximum produit) jusqu'au circuit ouvert (courant nul pour une tension maximale aux bornes du panneau PV).

Cette courbe est établie dans des conditions ambiantes de fonctionnement données (température $T=50^{\circ}\text{C}$, insolation= $1000\text{W}/\text{m}^2$).

C. La méthode "IncCond" simple

La figure (V.17) montre le rapport cyclique et la puissance de sortie en utilisant cette méthode avec un circuit Boost, la fréquence d'échantillonnage est de 100Hz, on remarque que le taux d'ondulation est légèrement supérieur au taux observé dans la méthode 'perturbation et observation' classique.

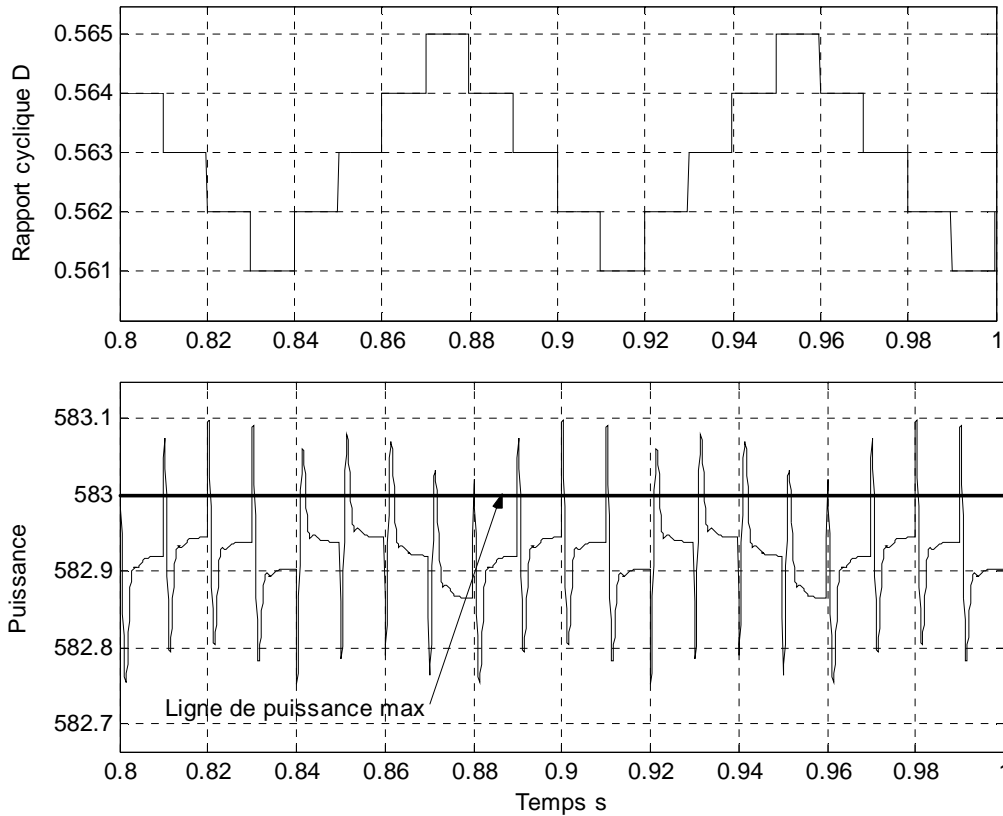


Fig. IV. 17 : Rapport cyclique, la puissance de sortie d'un circuit boost en utilisant la méthode 'incrémentale conductance' sous une fréquence d'échantillonnage de 100hz.

D. La méthode "IncCond améliorée"

La figure (IV.18) montre les différents signaux de sortie pour les méthodes 'incrémentale conductance' simple et améliorée, où on a des pertes d'ondulations de 0.12%, les conditions que la puissance maximale est atteinte lorsque : $\left| \frac{i}{v} + \frac{\Delta i}{\Delta v} \right| \leq 0.01$ OU ($|\Delta i| \leq 0.01$ ET $|\Delta v| \leq 0.01$)

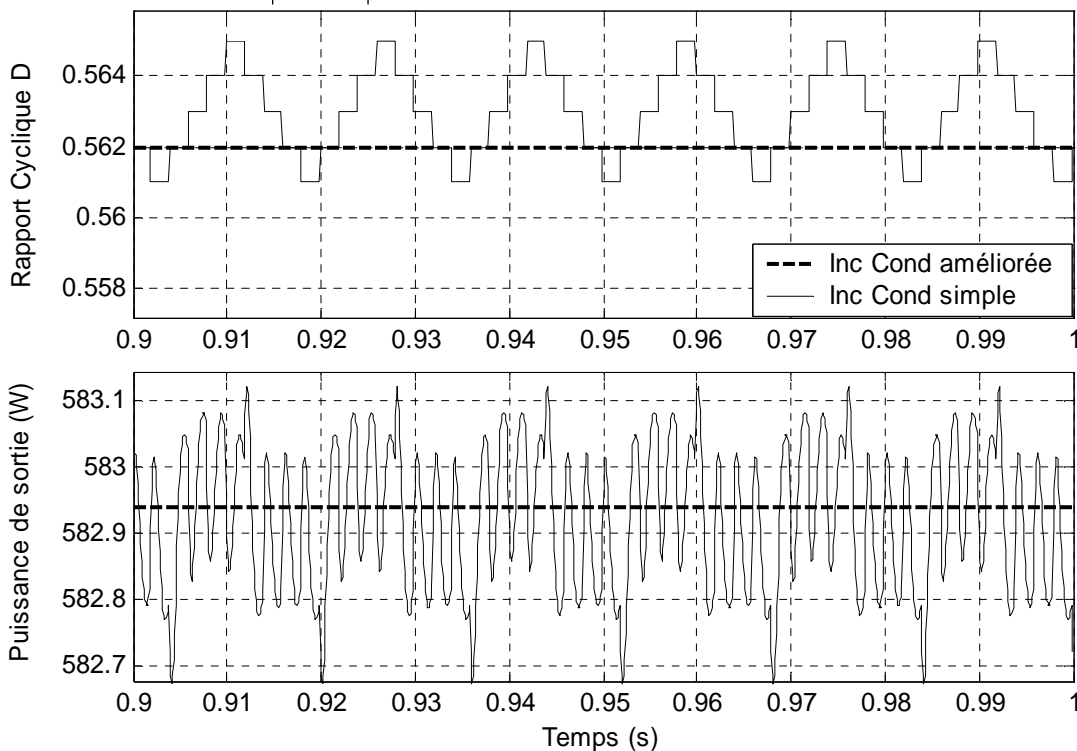


Fig. IV. 18 : Les ondulations de la méthode 'incrémentale conductance' par rapport à la méthode améliorée avec un circuit boost sous une fréquence d'échantillonnage de 500hz.

E. La méthode "floue"

Cette méthode présente l'avantage de travailler sur deux modes : mode rude et un mode fin une fois le point de puissance maximale capturée. Ceci conduit à une diminution considérable de taux d'ondulation sans perdre de vitesse de réponse, la figure (IV.20) présente les détails des signaux de rapport cyclique avec la puissance et la tension de sortie pour une fréquence d'échantillonnage de 100Hz, le taux d'ondulation est d'environ 0.008% qui est un taux très faible devant le taux d'ondulation des méthodes précédentes d'où l'avantage de cette méthode.

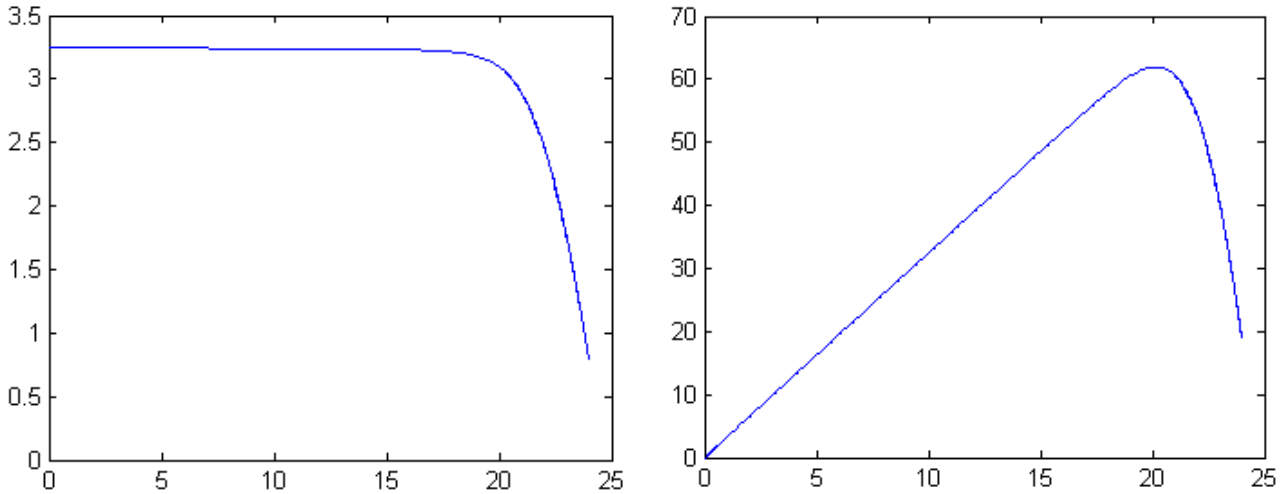


Fig. IV. 19 : Caractéristiques $I = f(V)$ et $P = f(V)$ du panneau PV($T=25^{\circ}C$, $S=1000W/m^2$) avec régulation floue et hacheur boost.

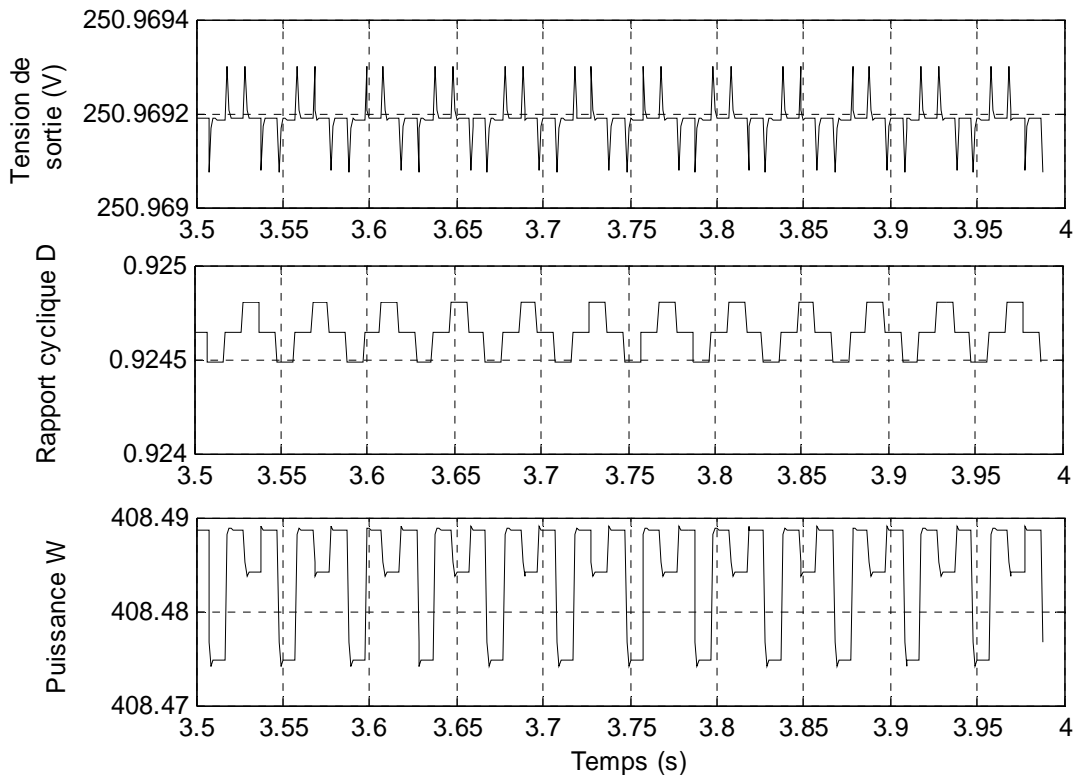


Fig. IV. 20 : Détails de rapport cyclique, la puissance et la tension de sortie d'un circuit boost en utilisant la méthode basée sur la logique floue sous une fréquence d'échantillonnage de 100hz.

Chapitre V

**Alimentation par biberonnage solaire
photovoltaïque**

V. 1. Introduction

Aujourd'hui, la technologie photovoltaïque est suffisamment mûre et maîtrisée pour prendre un véritable essor dans le domaine des applications de puissance sur sites isolés. Ce créneau privilégié de l'énergie photovoltaïque concerne les zones d'accès difficile des pays industrialisés et les pays en voie de développement qui représentent un immense marché potentiel. L'utilisation de cette énergie renouvelable de nature "aléatoire et diffuse" nécessite la combinaison de moyen de stockage pour une meilleure gestion de l'ensemble de puissance. Pour les applications sur site, les batteries ont longtemps été utilisées. Faire subir aux batteries des régimes de fortes fluctuations de puissances, altère énormément leur fiabilité et leur durée de vie. Cet inconvénient majeur peut être diminué en insérant une nouvelle source énergétique capable de fournir des pics de puissance au moment opportun. Les supercondensateurs, par leur forte densité de puissance et leur grande aptitude à se charger et se décharger, sont une des solutions réalistes pour ce problème [41].

Le développement technologique actuel des batteries n'assure, au véhicule électrique, qu'une autonomie très limitée par rapport aux véhicules classiques.

En effet, les équations sur les condensateurs montrent que l'obtention d'une capacité importante est tributaire de la surface des électrodes, de la permittivité du matériau diélectrique entre les électrodes et de la distance entre celle-ci. Afin d'obtenir des capacités nominales élevées, il faut donc avoir : une très grande surface, une très grande permittivité relative, et une distance entre les électrodes très faible.

Dans ces conditions, la capacité pourra être importante. Si, par ailleurs, la tension entre les électrodes est grande, alors l'énergie stockée deviendra importante. Le graphique de la figure (V.1) montre les domaines énergie-puissance pour les batteries, condensateurs et supercondensateurs [42].

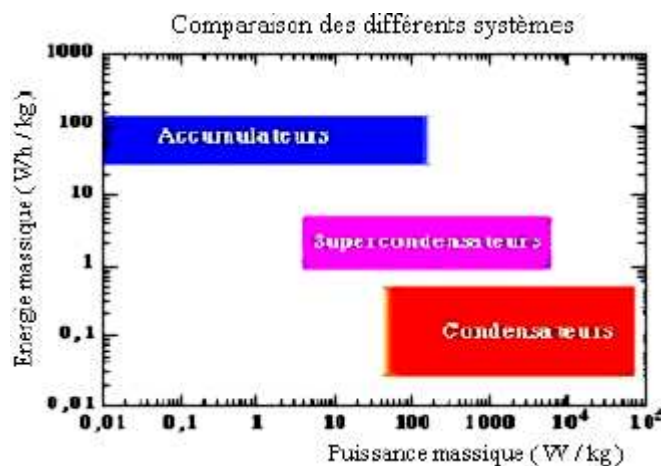


Fig. V. 1 : Positionnement énergétique des supercondensateurs [7].

Il est visible que les supercondensateurs se situent dans un domaine intermédiaire. Les applications des supercondensateurs sont typiquement d'appoint : source auxiliaire de puissance pour le véhicule électrique, lisseurs pour les réseaux de distribution (micro-coupage), ... etc.

Dans la référence [44], les auteurs décrivent un train destiné au transport urbain dont l'alimentation en énergie électrique est complètement assurée par l'intermédiaire de supercondensateurs. Ces derniers sont approvisionnés en énergie à leur tour lors des arrêts du train. Grâce à ce procédé, on résout le problème de la faible capacité de stockage des supercondensateurs par rapport à celle des batteries, c'est le principe de biberonnage. Avec ce système d'alimentation, le problème d'autonomie ne se pose plus. Les lignes électriques ferroviaires classiques sont supprimées avec tout ce que cela comporte en terme de coût, d'entretien et pollution des réseaux et de l'environnement.

Le travail présenté dans ce chapitre s'inscrit dans le cadre du développement du concept du biberonnage à base de supercondensateurs associés aux panneaux solaires. Les contraintes sur le système sont celles appliquées dans le domaine de la traction électrique urbaine. Les supercondensateurs sont utilisés comme source principale d'énergie capable de fournir et de récupérer la puissance sur le bus continu du train électrique (Fig. V.2) [4].

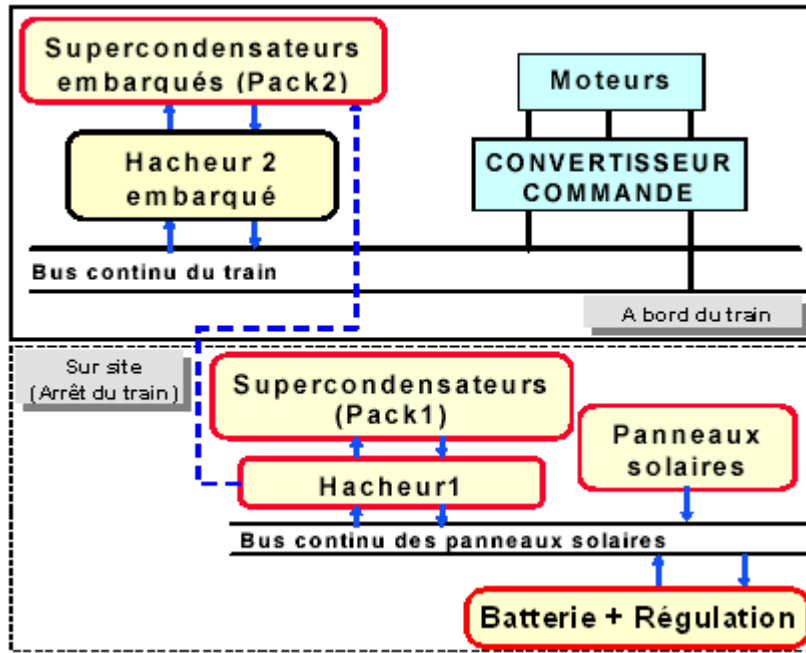


Fig. V. 2 : Schéma énergétique du système de biberonnage [7].

V. 2. Biberonnage à partir de l'énergie solaire photovoltaïque

V. 2. 1. Modélisation de la source photovoltaïque en vue de la simulation et du dimensionnement

La modélisation en régime dynamique est nécessaire pour le dimensionnement du générateur photovoltaïque par rapport à un besoin énergétique donné, la simulation du fonctionnement et la gestion de l'énergie du système. Les générateurs photovoltaïques présentent une caractéristique courant/tension très fortement non linéaire qui résulte directement du comportement des jonctions semi-conductrices.

Les études effectuées par les spécialistes des divers domaines d'application ont conduit au développement de nombreux modèles de générateurs parmi lesquels celui que nous retenons et qui est schématisé sur la figure (V.3).

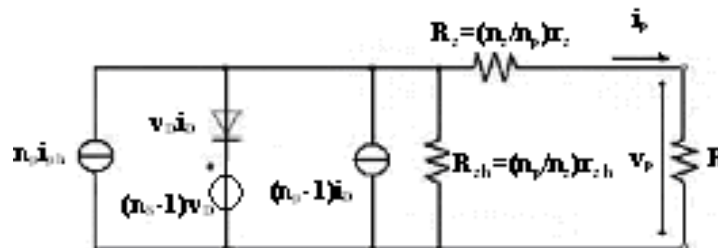


Fig. V. 3 : Modèle et schéma équivalent d'un générateur photovoltaïque [15].

Nous constatons que la source photovoltaïque se comporte comme une source de courant tant que la tension aux bornes ne dépasse pas un certain seuil. On note également que le rendement de ce générateur est de l'ordre de 15 % pour des cellules au silicium. Ainsi pour une puissance de travail maximale P , il faudrait un module solaire tel que celui de la figure (IV.10) dont la surface est $S = \frac{P}{0,15 \times 1000}$. Ensuite, il faut vérifier si le courant de 3,2 A subvient au besoin de l'application.

Dans le cas contraire, il faut associer plusieurs modules en parallèle.

Le temps de la charge lente du pack1, dont la capacité est de 675 F, ne doit pas excéder 5 mn (durée moyenne entre deux passages de trains). Le courant nécessaire à sa charge de 5 à 10 V, est $I_{moy} = 675 \cdot \frac{5}{300} = 11.3A$. Il faudrait donc associer trois modules 50 W en parallèle.

V. 2. 2. Choix et dimensionnement du convertisseur Solaire – Pack1 et Pack1-Pack2

Les deux convertisseurs sont du type *DC-DC*. Le premier (solaire-pack1) est un hacheur buck (nommé aussi dévolteur ou abaisseur de tension) étant donné que le module solaire est assimilé à une source de courant de faible valeur limitée en tension (pour un module 150 W : 3,2 A et 12,5 V).

Le Pack2 devant se charger jusqu'à 24 V, le deuxième convertisseur (pack1-pack2) doit être un hacheur boost (nommé aussi survolteur ou élévateur de tension). Ces derniers peuvent être regroupés en un seul convertisseur réversible en courant : le hacheur abaisseur/élévateur moyennant un dimensionnement adapté des interrupteurs et des composants réactifs (inductance et capacité de filtrage).

Pour la maquette, A. Djerdir, K. Elkadri et A. Miraoui ont choisi la structure non isolée pour sa simplicité (Fig. V.4). Le premier mode de fonctionnement, celui de l'abaisseur, s'obtient en mettant le contacteur *CT* à la position 1; le pack1 se charge lentement à partir du panneau. La position 2 du contacteur définit le deuxième mode de fonctionnement dans lequel le pack2 se charge rapidement à partir du pack1.

Pour les applications à grande nature, il faudrait privilégier les structures à haut rendement (isolées et/ou à étages résonnants). Le problème d'encombrement posé par ces dernières n'a pas de forts impacts du fait que le pack de supercondensateurs et son convertisseur se situent tous les deux sur site.

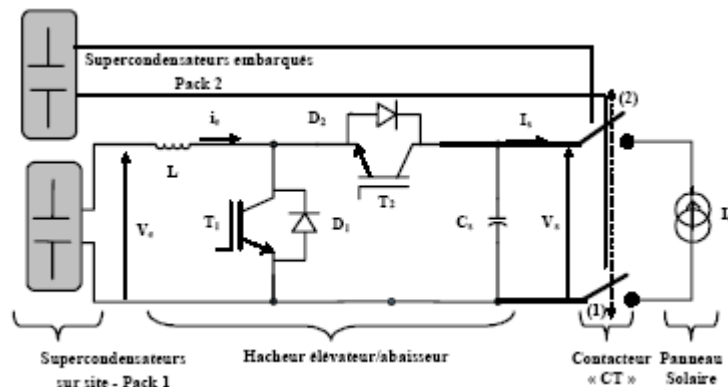


Fig. V. 4 : Topologie du convertisseur sur site (hacheur 1) [7].

V. 3. Implantation des supercapacités à bord d'un véhicule électrique comme source principale d'énergie

L'implantation des supercondensateurs au sein du véhicule électrique consiste tout d'abord à les dimensionner pour assurer l'énergie nécessaire à un fonctionnement autonome du dit véhicule. Ce pack de supercondensateurs est couplé au véhicule à travers un étage de conditionnement d'énergie. Ce dernier peut assurer un bus continu aux convertisseurs classiques alimentant les moteurs de traction (convertisseur *DC-DC*) ou assurer lui-même le contrôle des moteurs (convertisseur *DC-AC*).

Dans le cadre de cette étude, nous choisissons de traiter le premier cas. Le pack de supercondensateurs est destiné à entraîner les moteurs du véhicule en deux quadrants au minimum (marche avant en moteur et en frein). La fonctionnalité de récupération d'énergie lors d'un freinage électrique doit donc être intégrée lors du choix de la topologie du convertisseur conditionneur.

Pour pouvoir utiliser les supercondensateurs comme source de puissance dans un train électrique, il faut prévoir le conditionnement de leur tension à celle du bus continu adapté à l'entraînement à vitesse variable dans le domaine de la traction électrique (400 V par exemple).

Par ailleurs, les niveaux de tension et de courant admissibles par les supercondensateurs disponibles actuellement (2.3V et 400 A) imposent l'utilisation des montages d'éléments en série, ou en série/parallèle.

V. 3. 1. Dimensionnement du supercondensateur (pack2)

Dans la partie de la conception d'un organe de stockage à supercondensateurs au chapitre précédent on a présenté la réponse typique en tension d'un supercondensateur lors d'une décharge à courant constant. Ce chapitre nous donne le dimensionnement de cet organe de stockage.

En partant d'un cahier des charges énergétique, le dimensionnement consiste à :

- déterminer l'Elément Super-Condensateur (ESC) à utiliser ;
- le nombre d'ESC en série ;
- le nombre d'ESC en parallèle.

Les modèles fins de supercondensateurs, tels que celui de la figure (V. 6), sont très difficiles à utiliser dans de tels calculs. Ainsi, nous considérons quelques hypothèses fonctionnelles simplificatrices sur ses modèles.

Dans ce modèle, nous distinguons trois branches :

- La première dite, branche principale, est représentée par la résistance R_0 et le condensateur C_0^* . Elle détermine l'évolution de l'énergie pendant les cycles de charge et de décharge. La valeur C_0^* varie en fonction de la tension présente à ses bornes :

$$C_0^* = C_0 + C_v^*V \tag{V-7}$$

- La deuxième appelée, branche lente, est constituée par la résistance R_l et le condensateur C_l . Elle intervient lors du phénomène de redistribution des charges internes du composant intervenant à la fin de charge ou de décharge ;
- Enfin la troisième branche se compose de l'inductance $L_{série}$, de l'ordre de quelque nano-henrys et la résistance R_f , de l'ordre de quelque Kilo-ohms. L'inductance L représente la limitation en fréquence du composant et peut être négligée dans la plupart des applications. La résistance R_f représente la résistance de fuite du composant.

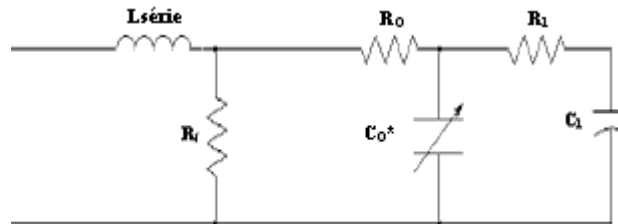


Fig. V. 5 : Modèle trois branches du supercondensateur [7].

Nous négligeons l'inductance série $L_{série}$, la résistance de fuites R_f ainsi que l'effet de la branche lente (R_l et C_l). Ce qui est acceptable pour des régimes de fonctionnement (charges et décharges) à des fréquences allant de quelques Hz à quelques dizaines de kHz. Le supercondensateur est donc assimilé à un condensateur parfait de capacité C_0^* monté en série avec une résistance R_0 .

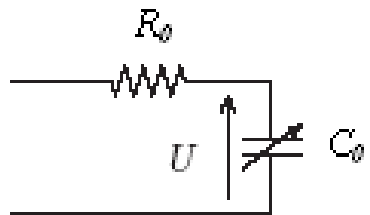


Fig. V. 6 : Modèle réduit du supercondensateur [4].

Les deux composantes R et C sont clairement identifiées sur le profil de décharge, à courant constant d'un supercondensateur (Fig. V.7) [4].

Les conditions de travail des supercondensateurs embarqués sont les suivantes :

- 6 A pendant 120 s ;
- tension de travail 24 V ;
- tension minimale permise 12 V ;
- tension maximale 24 V.

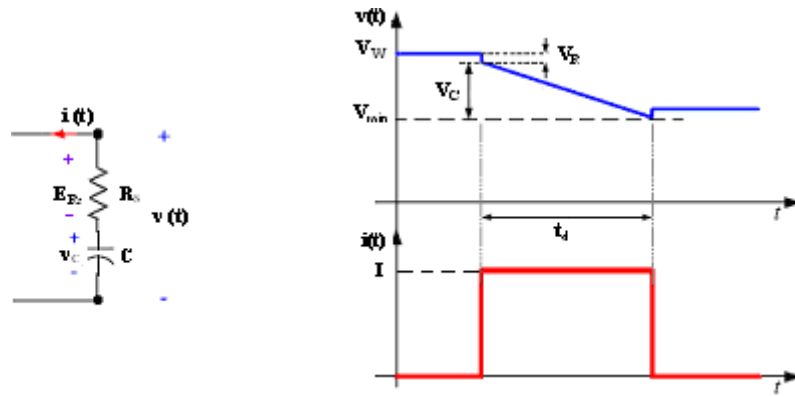


Fig. V. 7 : Profil de décharge d'un supercondensateur [2].

d'où : V_W : tension de travail (tension aux bornes de l'organe de stockage).

V_R : chute de tension due à la résistance série.

V_C : variation de tension due à la résistance de la capacité.

V_{min} : tension minimale permise par le système (ou tension minimale recherchée lors d'une décharge).

t_d : temps de décharge.

L'équation régissant la variation de tension aux bornes du pack de supercondensateurs est la suivante

:

$$dv = \frac{dt}{C} \cdot i + R \cdot i \tag{V-8}$$

Le courant de décharge de la capacité i est supposé constant lors de la décharge, t_d est la durée de l'impulsion de décharge, C est la capacité du pack supercondensateur à son point nominal. Cette dernière dépend du nombre d'ESC branchés en série ($N_{série}$), en parallèle ($N_{parallèle}$) ou en série/parallèle.

$$C_{tot} = C_0 \cdot \frac{N_{parallèle}}{N_{série}} \tag{V-9}$$

Pour déterminer $N_{série}$, il suffit de diviser la tension V_{max} par la tension maximale admise par un élément de supercondensateurs, par exemple 2.3 V. $N_{parallèle}$ est calculé pour donner une capacité totale (C_{tot}) adaptée aux exigences de l'application. La capacité ainsi que la résistance équivalentes peuvent être changées soit en mettant plus d'ESC en parallèle ou en utilisant un plus grand nombre d'ESC mis en série. La résistance R du pack de supercondensateurs à son point nominal est calculée d'après le nombre des supercapacités en série ou en parallèle. Sa valeur équivalente totale pour un pack comprenant $N_{parallèle}$ ESC en parallèle et $N_{série}$ ESC en série est donnée par :

$$R_{tot} = R_0 \cdot \frac{N_{série}}{N_{parallèle}} \tag{V-10}$$

Nous supposons un niveau de tension initial du pack de 24 V et un niveau final de 12 V et une tension de travail du bus continu constante et égale à 24 V. Ce qui donne les paramètres de dimensionnement :

- $V_W = 24V, V_{min} = 12V (dv=12V)$;
- $I_{max} = 150/12 = 12,5A$ et $I_{min} = 150/24 = 6,25A (i_{moy} = 9.4A)$;
- $dt = 120s$.

Soit une capacité nécessaire $C = dt \cdot i_{moy} / dv = 93,75F$.

Le nombre d'éléments en série est $N_s = 24 / 2,5 \approx 10$. En utilisant des éléments de 1000 F nous obtenons la capacité nécessaire ($1000/10 = 100 > 93,75$). La résistance série équivalente de ce pack est $R_{s_l} = 10 \text{ m}\Omega$.

Ayant défini toutes les variables, nous pouvons les tester pour une variation de tension (dV), ou pour une variation de temps (dt). Puisque l'équation (V-9) est déjà résolue par rapport à dV , il suffit d'y substituer les grandeurs calculées :

$$dV = i \cdot \frac{dt}{C} + i \cdot R = 9,4 \cdot \left(\frac{120}{100} + 0,01 \right) = 11,37V$$

dV obtenu est du même ordre que les exigences du cahier des charges. Il n'est donc pas nécessaire de rajouter un pack en parallèle. Nous optons donc pour l'utilisation d'un pack de 10 éléments de supercondensateurs "1000 F" montés en série.

V. 3. 2. Choix du convertisseur embarqué

La nature différente des supercondensateurs et les autres sources d'énergie à bord du véhicule électrique, impose l'utilisation d'un convertisseur conditionneur de tension entre les supercondensateurs et le bus continu (ou les supercondensateurs et les moteurs). Ce convertisseur doit satisfaire le cahier des charges suivant :

1. élever la tension des supercondensateurs à celle du bus continu ;
2. asservir du rapport d'élévation de tension, étant donné que la source primaire (supercondensateurs) voit une tension décroissante à ses bornes, lors d'une décharge (croissante lors de la charge) ;
3. réversibilité de courant.

Les sources mises en jeu étant des sources de tensions continues, il est clair que le convertisseur recherché est du type continu-continu (DC-DC) à étage intermédiaire inductif. Une étude comparative entre différentes structures de convertisseurs a abouti au choix de la structure la plus simple et la moins encombrante constituée à base de hacheurs survolteur/dévolteur groupés en parallèle [4].

V. 3. 3. Choix du niveau de tension du pack de supercondensateurs

En prenant les pertes dans le convertisseur conditionneur comme critère, nous pouvons dire qu'il faudrait un niveau de tension des packs le plus élevé possible. De plus, les constructeurs des supercondensateurs affirment que la mise en série d'éléments supercondensateurs est de moins en moins fiable en augmentant leur nombre. Un niveau de tension le plus bas possible est donc recommandé. D'autre part, ces constructeurs parlent de la possibilité d'une mise en série fiable jusqu'à 32 éléments supercondensateurs, ce qui donne un niveau de tension de pack élémentaire de 100 V environ. C'est le niveau de tension du pack le plus haut préconisé dans ce type d'applications [4].

V. 3. 3. 1. Charge lente : Module solaire PV – Pack1

Afin de pouvoir réaliser la simulation, nous considérons une valeur de capacité du pack1 beaucoup plus faible que la valeur réelle (6,75 F par exemple). Le temps de charge se réduit alors à 3 secondes environ. Pour cette valeur de capacité, nous obtenons les allures des tensions et courants (Fig. V.8) dans le pack 1 et dans le panneau. Nous avons modélisé ce dernier par une source de courant parfaite associée à une résistance en parallèle dont la valeur change en fonction de la tension de telle façon à approximer les deux zones quasi-linéaires de la caractéristique $I = f(V)$ du panneau (Fig. IV.9) par deux droites de pentes différentes. Le fonctionnement nominal se situe au niveau de la première zone (tension = 12,5 V). La charge lente s'effectue dans cette zone [43].

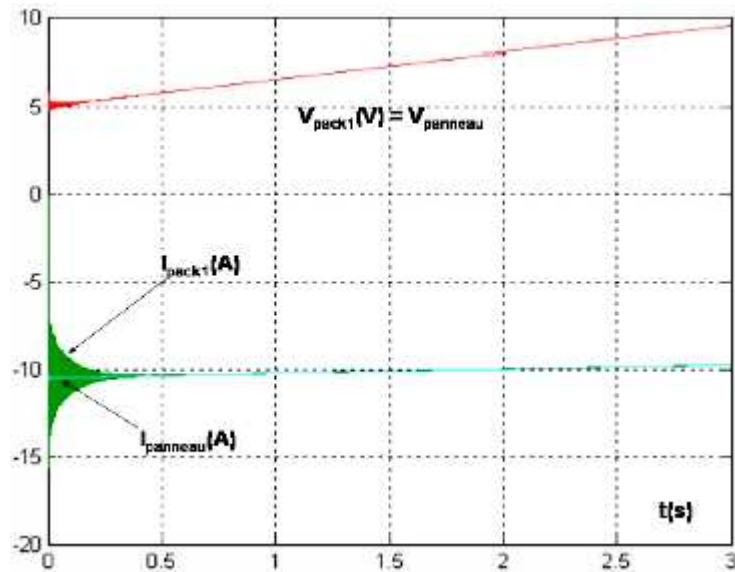


Fig. V. 8 : Allures des tensions et courants du pack1 et du module solaire lors de la charge lente.

V. 3. 3. 2. Charge rapide : pack1 – pack2

La durée maximale de charge est fixée à 10 secondes. Le pack1 initialement chargé à 10 V se décharge violemment sur le pack2. Trois modes de décharges sont envisageables : charge à courant constant, à impulsion de courant libre (imposée par les deux packs de supercondensateurs) ou contrôlée (imposée par la commande). Le rendement des décharges dépend fortement du type de courant de charge; le courant constant offre généralement un meilleur rendement. Nous présentons les résultats relatifs à ce mode de charge rapide (Fig. V.9 et V.10) [43].

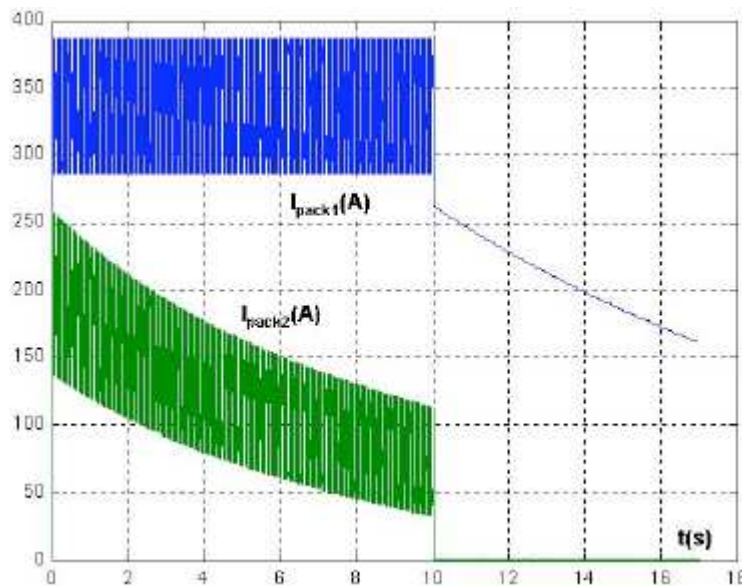


Fig. V. 9 : Allures des tensions des pack1 et 2 lors de la charge rapide.

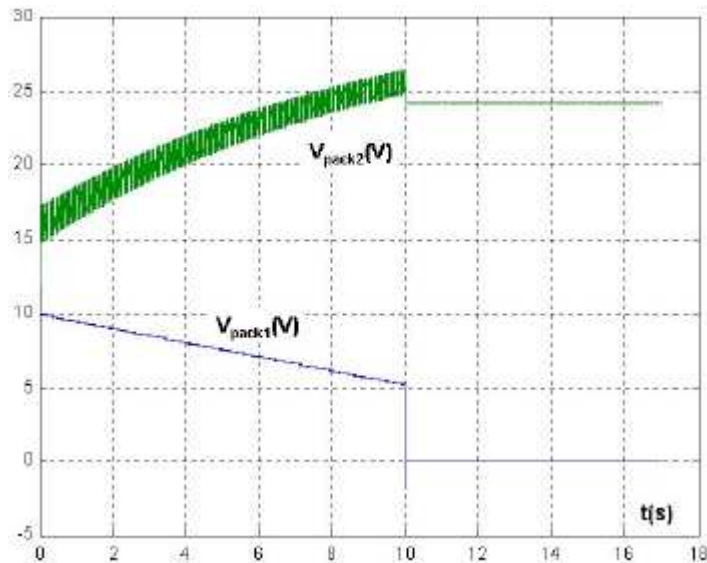


Fig. V. 10 : Allures des tensions et des courants des pack1 et 2 lors de la charge rapide.

V. 3. 3. 3. Pack2 - Bus continu

Cette simulation met en évidence l’une des deux fonctionnalités du hacheur 2 à savoir, assurer un bus continu de 24 V lors d’un cycle de fonctionnement de la chaîne de motorisation électrique.

Nous utilisons les modèles suivants :

- Pack2 : modélisé par une capacité de 75 F (au lieu de 100 F pour montrer l’effet de la diminution de la tension du pack) en série avec une résistance de 10 mΩ.
- Charge : la charge (le système convertisseurs - moteurs roues) est modélisée par une source de courant, un échelon de couple correspond donc à un échelon de courant positif.
- Interrupteurs : nous les modélisons par le modèle idéal $r_{on} = 0$ et $r_{off} = 8$. Les résultats de simulation sont présentés sur les figures (V.11) et (V. 12). Il est bien visible que le bus continu de 24 V est assuré tout le long du cycle de fonctionnement. On remarque que le courant dans le pack1 augmente au fur et à mesure que la tension baisse.

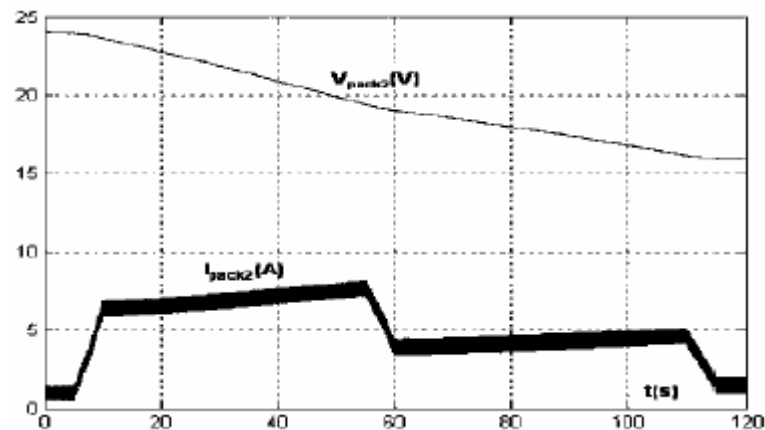


Fig. V. 11 : Allures de la tension et du courant du pack2 lors d’un cycle de fonctionnement de la chaîne de motorisation.

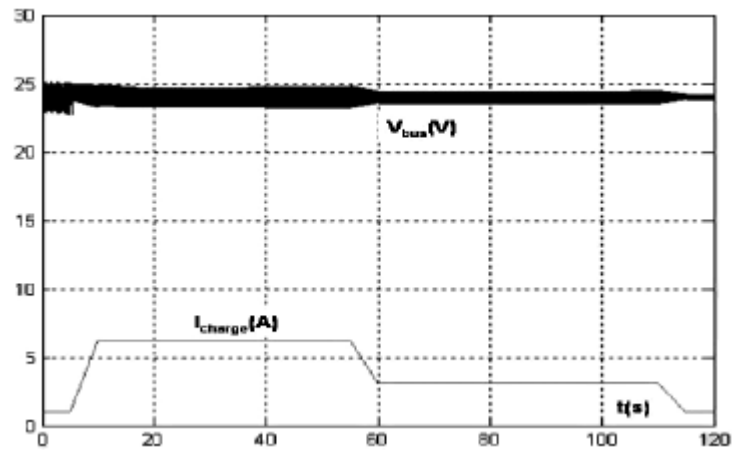


Fig. V. 12 : Allures de la tension et du courant du bus continu lors d'un cycle de fonctionnement de la chaîne de motorisation.

V. 3. 3. 4. Simulation d'un moteur asynchrone à commande vectorielle

Le schéma de la dernière partie bus continu, convertisseur DC-AC et moteur asynchrone est donné par la figure (V.13). Les valeurs de simulation sous logiciel MATLAB/Simulink sont les suivants :

Paramètres de la machine

$R_s = 4.85$; $R_r = 3.805$; $L_s = 0.274$; $L_r = 0.274$; $M_{sr} = 0.258$;
 $J = 0.031$; $p = 2$; $f = 0.008$;
 $V_s = 24V$.

Onduleur

$F_s = 50$ Hz ; $m = 21$;
 $r = 0.8$.

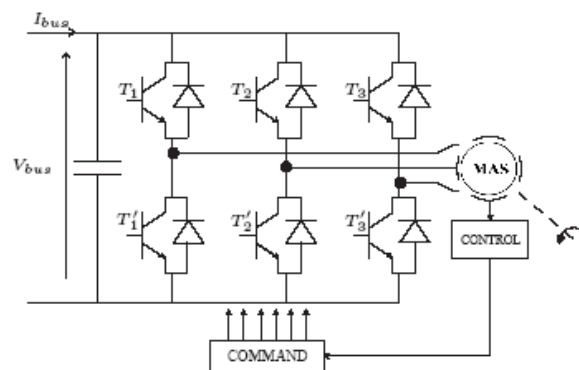


Fig. V. 13 : MAS alimenté à travers un onduleur triphasé [45].

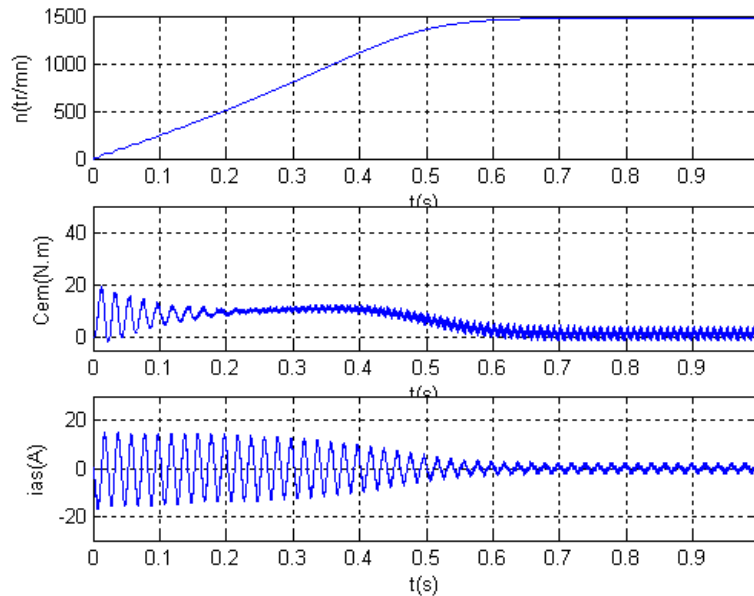


Fig. V. 14 : Evolution de vitesse, couple et courant en fonction du temps d'un MAS.

Evolution du courant moteur

On reconnaît le classique appel de courant au démarrage égal à 5 fois environ le courant nominal. Après sa disparition, le régime permanent est atteint et il reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur à vide.

Evolution du couple instantané

L'oscillation de couple est l'élément marquant de cet oscillogramme, puisque le couple (mesuré en N.m) monte jusqu'à plus de 20 N.m. Il faudra donc prendre garde au dimensionnement du couplemètre utilisé si on ne veut pas le détruire. Après disparition du régime transitoire, le couple tend vers zéro puisque l'on a annulé le couple résistant.

Evolution de la vitesse

Les oscillations de couple se font évidemment ressentir sur l'évolution de la vitesse qui en régime permanent se stabilise à 1500 tr/min puisque le moteur possède 2 paires de pôles.

Les allures des courants statoriques et des flux rotoriques sont les suivants :

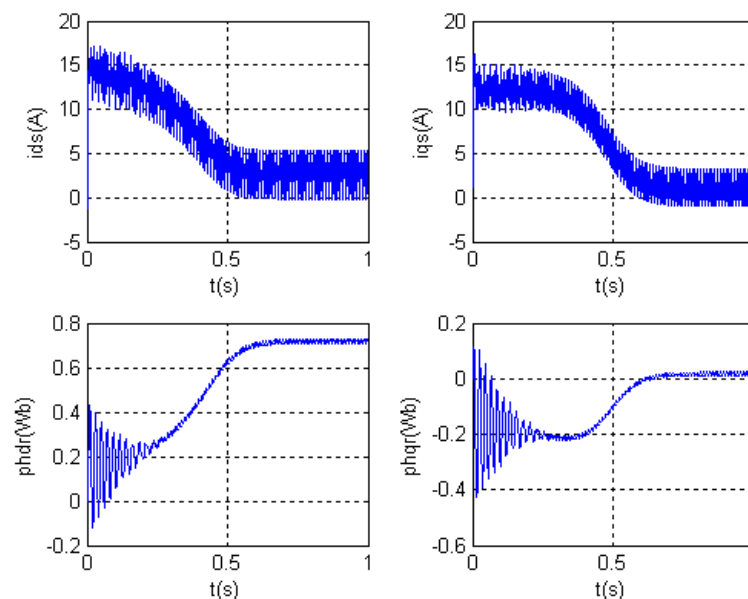


Fig. V. 15 : Allures des courants i_{ds} , i_{qz} et des flux ϕ_{hdr} , ϕ_{hqr} en fonction du temps d'un MAS.

Conclusion générale

Conclusion générale

Ce mémoire a nécessité la mise en commun des connaissances acquises dans des spécialités différentes, telles que l'électronique, l'électrotechnique de puissance ainsi que l'informatique.

Cette étude a mis en évidence la possibilité d'utiliser les supercondensateurs pour alimenter une chaîne de motorisation d'un véhicule électrique. Les résultats de simulation montrent que le conditionneur de tension embarqué permet d'assurer un bus continu au véhicule et utiliser ainsi les systèmes de variation de vitesse actuellement disponibles. Un dispositif à base de supercondensateurs pour le stockage de l'énergie solaire photovoltaïque a été proposé.

Ce dernier offre la possibilité de réaliser un système complet de biberonnage pour un véhicule électrique. Des convertisseurs électriques de conditionnement d'énergie assurant le transfert d'énergie entre les panneaux et le pack1, entre le pack1 et le pack2 et entre ce dernier et le bus continu, ont été proposés.

Ces convertisseurs, dont la topologie est basée sur le hacheur survolteur/dévolteur, ont été dimensionnés et simulés.

Les méthodes de poursuites du point de puissance maximale et les hacheurs font partie de ces composants à considérer. Selon les applications et les objectifs on choisira la plus adaptée des méthodes MPPT. Pour cela on a utilisé le logiciel de simulation (MATLAB simulink) offert par l'outil informatique et ainsi optimiser au maximum les futures systèmes, aussi pour faciliter le saut vers la conception réelle.

Plusieurs méthodes sont évidemment appliquées « Incrémentation de la Conductance » simple et amélioré, « Perturbation et Observation » simple et amélioré ainsi la méthode par « logique floue » pour voir comment le point maximum de puissance est atteint.

Perspectives de développements futurs

Nous souhaitons que ce mémoire sert les intérêts des autres étudiants qui sont intéressés par l'électronique de puissance pour les applications photovoltaïques et les encourage à plus haut projet avancé de maîtrise ou de recherche.

Pour cela, Nous proposons comme perspective le développement d'un logiciel permettant la simulation de toute la chaîne de traction électrique. Ce logiciel va être déduit de SimRDHC.

ANNEXE

A. Blocs diagrammes des modèles de simulation

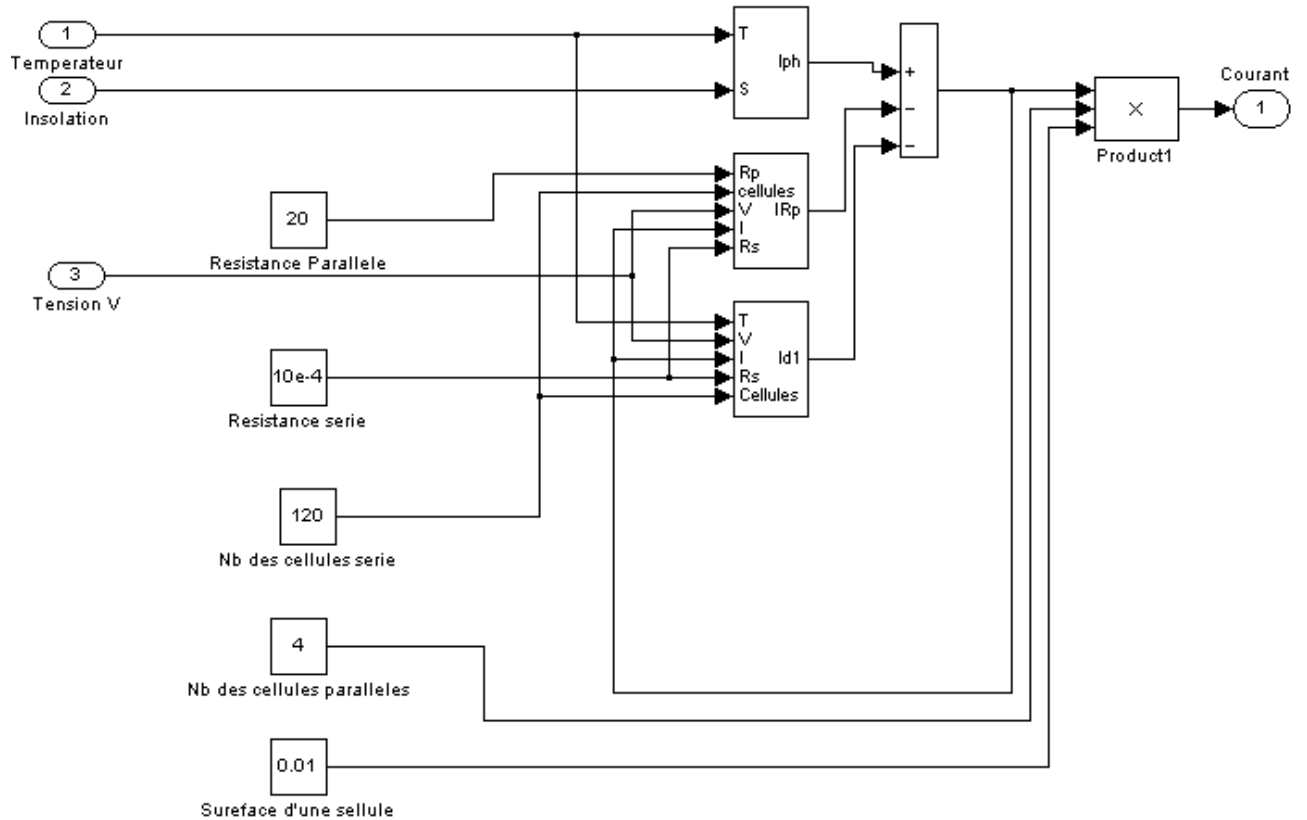


Figure A. 1 : Block diagramme du module PV [26].

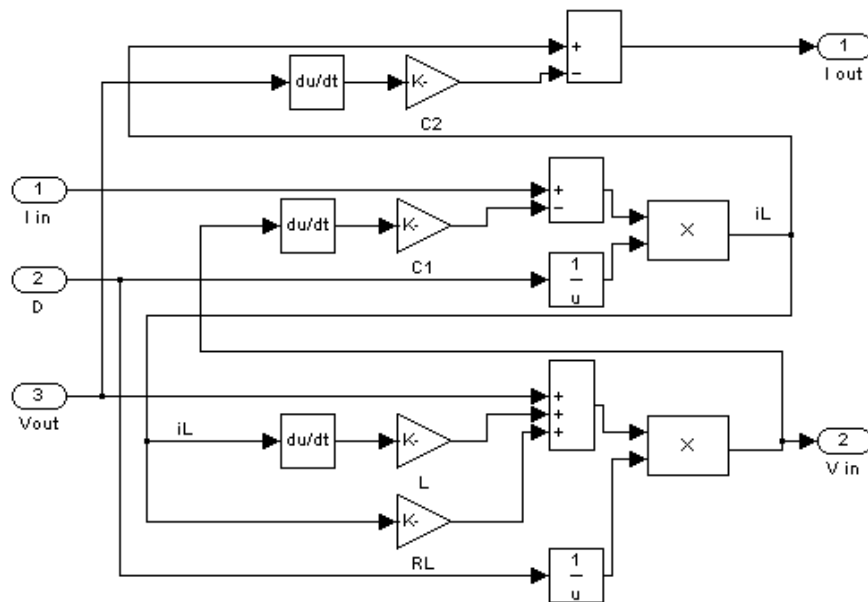


Figure A. 2 : Block diagramme du hacheur buck [26].

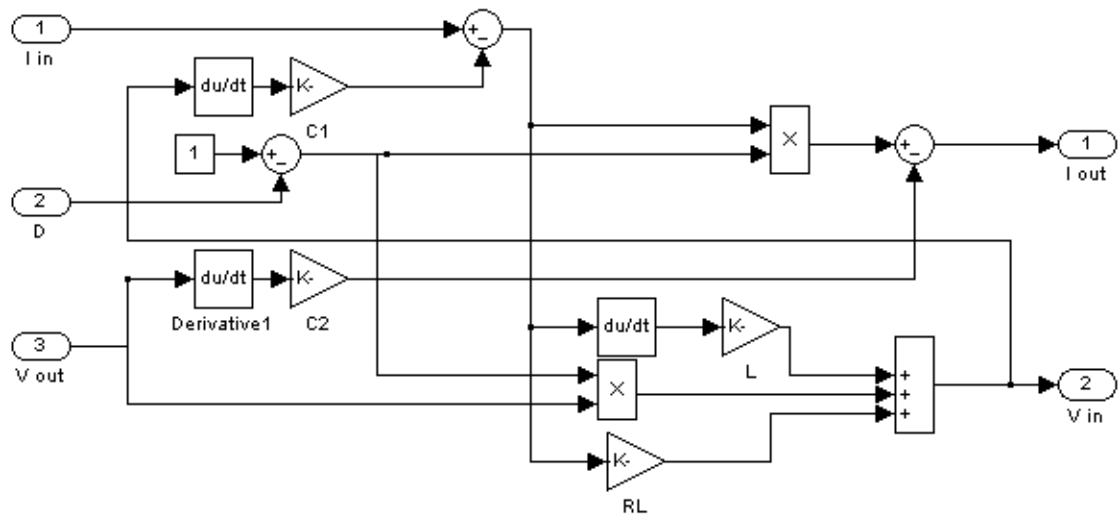


Figure A. 3 : Block diagramme du hacheur boost [26].

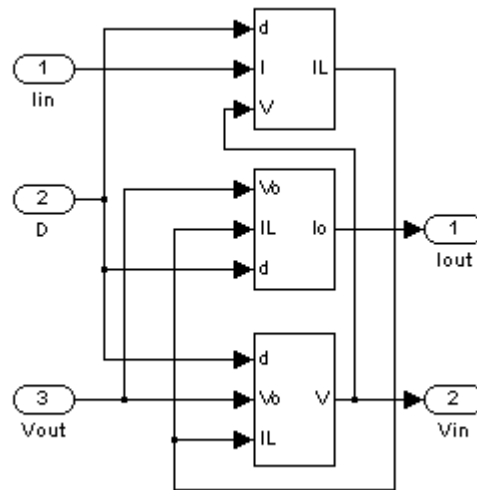


Figure A. 4 : Block diagramme du hacheur buck/boost [26].

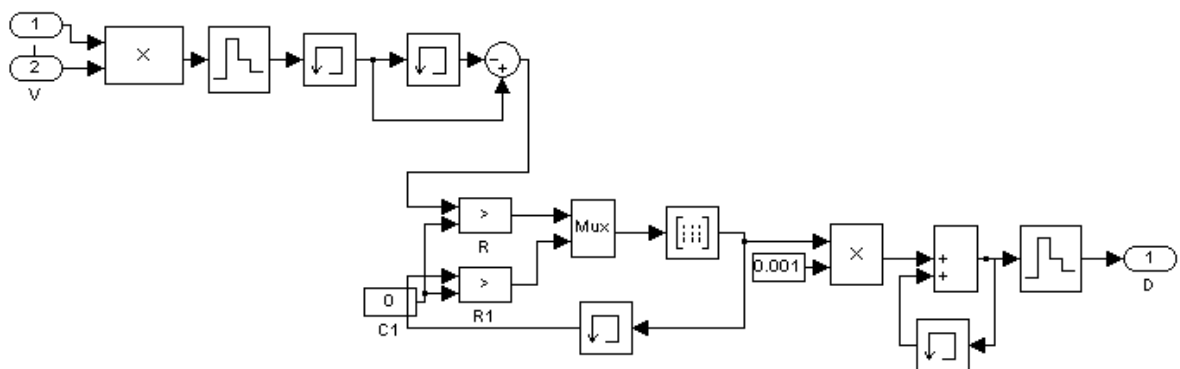


Figure A. 5 : Block diagramme de la méthode "PandO" [26].

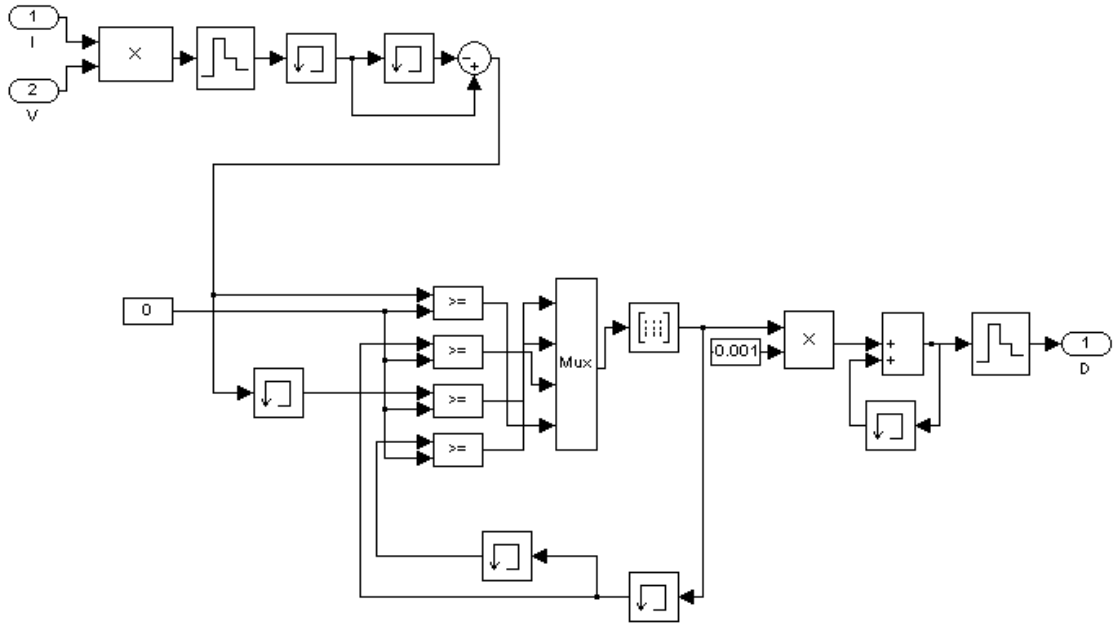


Figure A. 6 : Block diagramme de la méthode "PandO" améliorée [26].

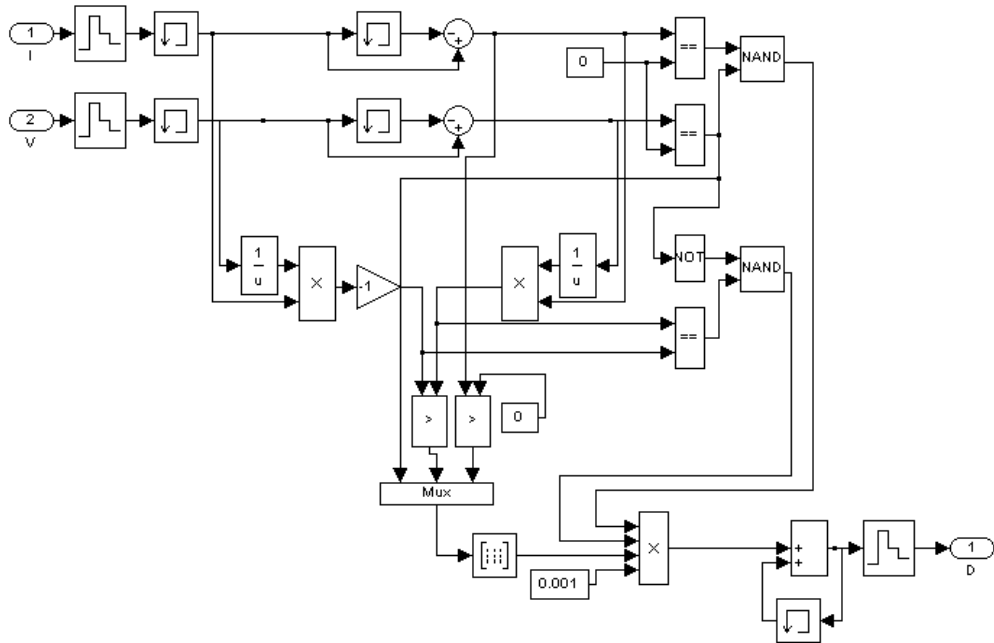


Figure A. 7 : Block diagramme de la méthode "IncCond" [26].

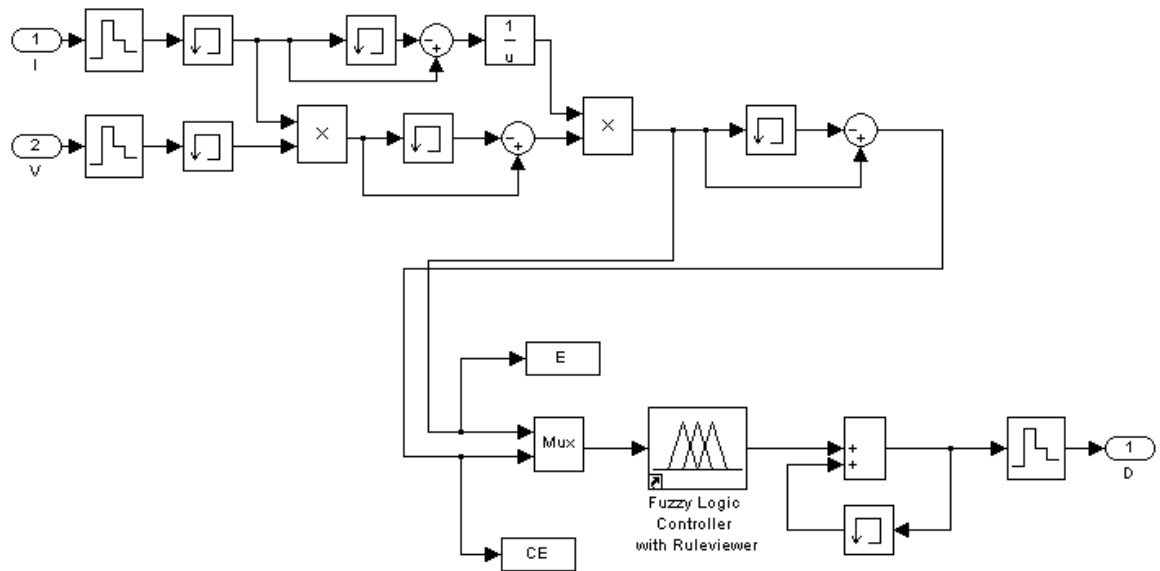


Figure A. 8 : Block diagramme de la méthode de la "logique floue" [26].

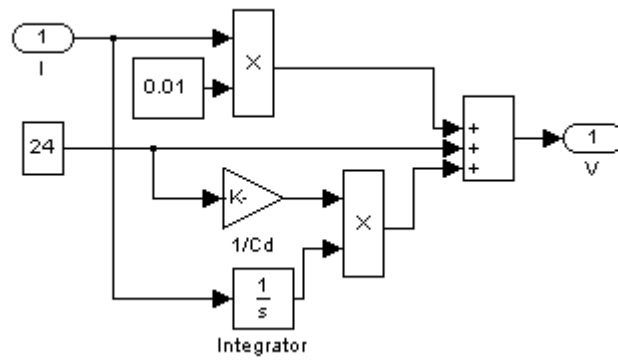


Figure A. 9 : Block diagramme de la batterie [26].

B. Le module photovoltaïque

$$I = I_{ph} - I_{S_1} \left[e^{\frac{q(V + I zR_s)}{z n_1 k T_{CK}}} - 1 \right] - I_{S_2} \left[e^{\frac{q(V + I zR_s)}{z n_2 k T_{CK}}} - 1 \right] - \frac{V + I zR_s}{zR_{Sh}}.$$

Les valeurs suivantes ont été utilisées dans l'équation ci-dessus et dans les expressions

$$I_{ph}(T) = I_{ph}|_{(T=298)} \cdot \left[1 + (T - 298K) \cdot 5 \cdot 10^{-4} \right], \quad I_{S_1} = K_1 T^3 e^{-\frac{E_g}{kT}} \quad \text{et} \quad I_{S_2} = K_2 T^{5/2} e^{-\frac{E_g}{kT}} :$$

- $I_{ph}|_{(T=298)} = 3.25 A$,
- $R_p = 30$,
- $R_s = 15 * 10^{-3} \Omega$,
- $E_g = 1.1 eV$ (pour crystalline silicon),
- $n_1 = 1; n_2 = 2$,
- $k = 1.380 * 10^{-23} J/K$ (constant de Boltzmann),
- $q = 1.602 * 10^{-19} C$ (constant de charge élémentaire).

BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie

- [1] **Supercondensateur pour véhicules électriques hybrides.** Le bulletin électronique de la Faculté des sciences de l'UQAM Édition du 12 février 2007, volume 6, numéro 6. http://www.sciences.uqam.ca/scexp/12fev07/vol6_no6_art_rech3.html
- [2] **Phatiphat Thounthong, Conception d'une source hybride utilisant une pile à combustible et des supercondensateurs** -Thèse Doctorat en génie électrique, 2005-L'Institut National Polytechnique de Lorraine.
- [3] **André Marquet, Clotilde Levillain, Alain Davriu, Séverine Laurent & Philippe Jaud. Stockage d'électricité dans les systèmes électriques.** Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique.
- [4] **Mohamed Yacine Ayad, Mise en œuvre des supercondensateurs dans les sources hybrides continues** -Thèse Doctorat en génie électrique, 2004- L'Institut National Polytechnique de Lorraine.
- [5] **Nassim Rizoug, Modélisation électrique et énergétique des supercondensateurs et méthodes de caractérisation : Application au cyclage d'un module de supercondensateurs basse tension en grande puissance.** -Thèse Doctorat en génie électrique, 2006 - Ecole Centrale de Lille. Université des Sciences et Technologies de Lille.
- [6] **Philippe Barrade et Walter Lhomme. Véhicule Hybride Electrique Série avec Supercondensateurs.** Ecole d'Été FGMCSSE. 13 Juillet 2005. EPFL, Suisse & USTL, France.
- [7] **A. Djerdir, K. Elkadri et A. Miraoui, Alimentation par biberonnage solaire photovoltaïque d'une chaîne de motorisation électrique,** Laboratoire en Electronique et Electrotechnique et Systèmes. UTBM Bât – F, Rue Thierry Mieg, 90010 Belfort Cedex – France. (reçu le 18 Juin 2005 - accepté le 21 Juin 2006).
- [8] **L. Protin et S. Astier, Convertisseurs Photovoltaïques,** Techniques de l'Ingénieur - Energie, D3360.
- [9] **Rémi Saisset, Contribution à l'étude systémique de dispositifs énergétiques à composants électrochimiques. Formalisme Bond Graph appliqué aux piles à combustible, accumulateurs Lithium-Ion, Véhicule Solaire.** -Thèse Doctorat en génie électrique, 2004- L'institut National Polytechnique De Toulouse.
- [10] **Farid Belhachemi, Modélisation et caractérisation des supercondensateurs à couche double électrique utilisés en électronique de puissance** -Thèse Doctorat en génie électrique, 2001- L'Institut National Polytechnique de Lorraine.
- [11] **Sciences Physiques Etats-Unis Recherche & Industrie Photovoltaïque (PV) aux Etats-Unis** Juin 2006.
- [12] **Axenne, Saga Design, DR Photothèque et Eric Miller. L'électricité photovoltaïque (Principe et applications).** Avec l'aimable autorisation de : Atotech – Tenesol - Juin 2006.
- [13] **Eric Planchais - Frédéric Tertrais, Supercondensateurs. Applications et environnement.** Forum Énergies 2001 du 4 au 7 décembre. Bolloré Odet - Ergué-Gabéric 29556 Quimper.
- [14] **Anne Labouret et Michel Villosz. Energie solaire photovoltaïque** (le manuel du professionnel). Edition : DUNOD. Paris. 2003.
- [15] **Jimmy Royer, Thomas Djiako, Eric Schiller, Bocar Sada Sy, Eric Schiller. Le Pompage Photovoltaïque** - Manuel de cours à l'intention des ingénieurs et des techniciens- Institut De L'énergie Des Pays Ayant en commun l'usage du français. 1998.
- [16] **Izzo, Pascal. Notion sur les accumulateurs au plomb-acide.** En ligne: http://perso.orange.fr/xcotton/electron/Notion_Accumulateur_Pb.pdf.
- [17] **Ph Terrier. Cheminement universitaire en technologie pour les titulaires d'un D.E.C. en science de la nature.** Projet technologique. Etude d'une éolienne. Montréal, 14 août 2006. Révision juillet 2007.
- [18] **A. Ricaud. Photopiles solaires.** Presse Polytechniques et Universitaires Romandes. 1997.
- [19] **B. Fleche, D. Delagnes. Energie solaire photovoltaïque.doc.** juin 2007.

- [20] **Caisheng Wang.** *Modeling And Control Of Hybrid Wind/Photovoltaic/Fuel Cell Distributed Generation Systems.* A dissertation submitted in partial fulfillment of the requirement for the degree of Doctor of Philosophy in Engineering. Montana State University - Bozeman, Montana. July 2006.
- [21] **Céline Mehl et Simon Boddaert.** *Soleil et énergie.* Publié le 09/03/2007.
- [22] http://panneausolaire.free.fr/fabrication_fonctionnement.htm
- [23] **Andrew S. Golder.** *Photovoltaic Generator Modeling for Large Scale Distribution System Studies.* Thesis Master of Science in Electrical Engineering. October 2006.
- [24] **Rachid Maouedj, Souad Bousalem et Boumediene Benyoucef.** *Etude des performances d'un système de pompage photovoltaïque au fil du soleil.* Union des Professeurs de Physique et de Chimie. Université de Tlemcen – Faculté des Sciences. Département de Physique – Tlemcen 13000 – Algérie.
- [25] **Anca D. Hansen, Poul Sørensen, Lars H. Hansen and Henrik Bindner.** *Models for a Stand-Alone PV System.* Risø National Laboratory, Roskilde. December 2000.
- [26] **Hannes Knopf.** *Analysis, simulation, and evaluation of maximum power point tracking (MPPT) methods for a solar powered vehicle.* Master of Science in Electrical and Computer Engineering. Portland State University 1999.
- [27] **Chihchiang Hua and Chihming Shen.** *Comparative study of peak power tracking techniques for solar storage system.* In IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, volume 2 of APEC Proceedings of the 1998 13th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'98, pages 679-685, Anaheim, CA, USA, February 1998. IEEE, IEEE, Piscataway, NJ, USA.
- [28] **M. Angel Cid Pastor.** *Conception et Réalisation de modules photovoltaïques électroniques.* Thèse de doctorat de l'institut national des sciences appliquées de toulouse. Spécialité : Conception des Circuits Microélectroniques et Microsystèmes. 29 septembre 2006.
- [29] **Julien Labbé.** *L'hydrogène électrolytique comme moyen de stockage d'électricité pour systèmes photovoltaïques isolés.* Thèse Doctorat de l'Ecole des Mines de Paris. Spécialité : Énergétique. 21 décembre 2006.
- [30] **Jérôme Lachaize.** *Etude des stratégies et des structures de commande pour le pilotage des systèmes énergétiques à Pile à Combustible (PAC) destinés à la traction.* Thèse de Doctorat à l'Institut National Polytechnique de Toulouse. Ecole doctorale : Systèmes. Spécialité : Systèmes Automatiques. 20 septembre 2004.
- [31] <http://www.photowatt.com>.
- [32] **TCHOKETCH KEBIR Gul Filiz.** *Commande des hacheurs MPPT par la logique floue.* Mémoire de Magister en électronique. Option : Electricité Solaire. Ecole Nationale Polytechnique. Février 2006.
- [33] **R. Gottschalg, M. Rommel, D.G. Ineld, and H. Ryssel,** *Comparison of different methods for the parameter determination of the solar cell's double exponential equation,* In 14th European Photovoltaic Science and Engineering Conference (PVSEC), Barcelona, Spain, 1997.
- [34] **M.L.Sihamdi.** *Etude et réalisation d'un contrôleur MPPT par la méthode « incrémentation de la conductance » avec un pic 16f876.* PFE en électronique. Ecole Nationale Polytechnique. 2003.
- [35] **M.Hatti, IEEE Member.** *Contrôleur Flou pour la Poursuite du Point de Puissance Maximum d'un Système Photovoltaïque.* Centre de Recherche Nucléaire de Birine, B.P 180 Ain Oussera 17200, Djelfa Algérie. JCGE'08 LYON, 16 et 17 décembre 2008.
- [36] **R.W. Erickson,** *Fundamentals of Power Electronics,* Chapman & Hall, 115 Fifth Avenue, New York, NY, 1997.
- [37] **L.A. Zadeh,** *Information and Control, Fuzzy Sets,* vol 8, pp 338-353, 1965.
- [38] **Aït-Cheikh Mohamed Salah.** *Logique floue,* Cours de PG (Spécialité : Electronique. Option : Electricité Solaire), l'Ecole Nationale Polytechnique "ENP" 2005.

- [39] **M.Firas Sharaif, C. Alonso, A. Martinez**, *A simple and robust maximum power point control (mppc) for ground photovoltaic generators*, LAAS Report 00621 April 2000.
- [40] <http://www.laplace.univ-tlse.fr/spip.php?article218>
- [41] **F. Chevrie, F. Guely**, *Cahier technique n° 191 La logique floue*. Cahier Technique Schneider n°191 édition mars 1998.
- [42] **K. Chatterjee, G. Venkatarmanan, M. Cabrera et D. Loftus**. *Unity Power Factor Single Phase AC Line Current Conditioner*. IEEE-IAS Conf Recs. Rome, Italy.
- [43] **A. Djerdir, K. Elkadri et A. Miraoui**, *Maquette pédagogique associant un générateur photovoltaïque des supercondensateurs dans une application transport*. L2ES - Laboratoire en Electronique et Electrotechnique et Systèmes. UTBM Bât – F, Rue Thierry Mieg, 90010 Belfort Cedex – France.
- [44] **P. Barrade, D. Hotellier, et A. Rufer**, *Apport des supercondensateurs dans le transport terrestre : une meilleure gestion de l'énergie*. Laboratoire d'électronique industrielle, STI-IE, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne. Suisse.
- [45] **M. Chami, B. Blunier, A. Djerdir, A. Miraoui, and J. Saadi**. *The Use of the CHDN to Model Elevator System Powered by Supercapacitors*.